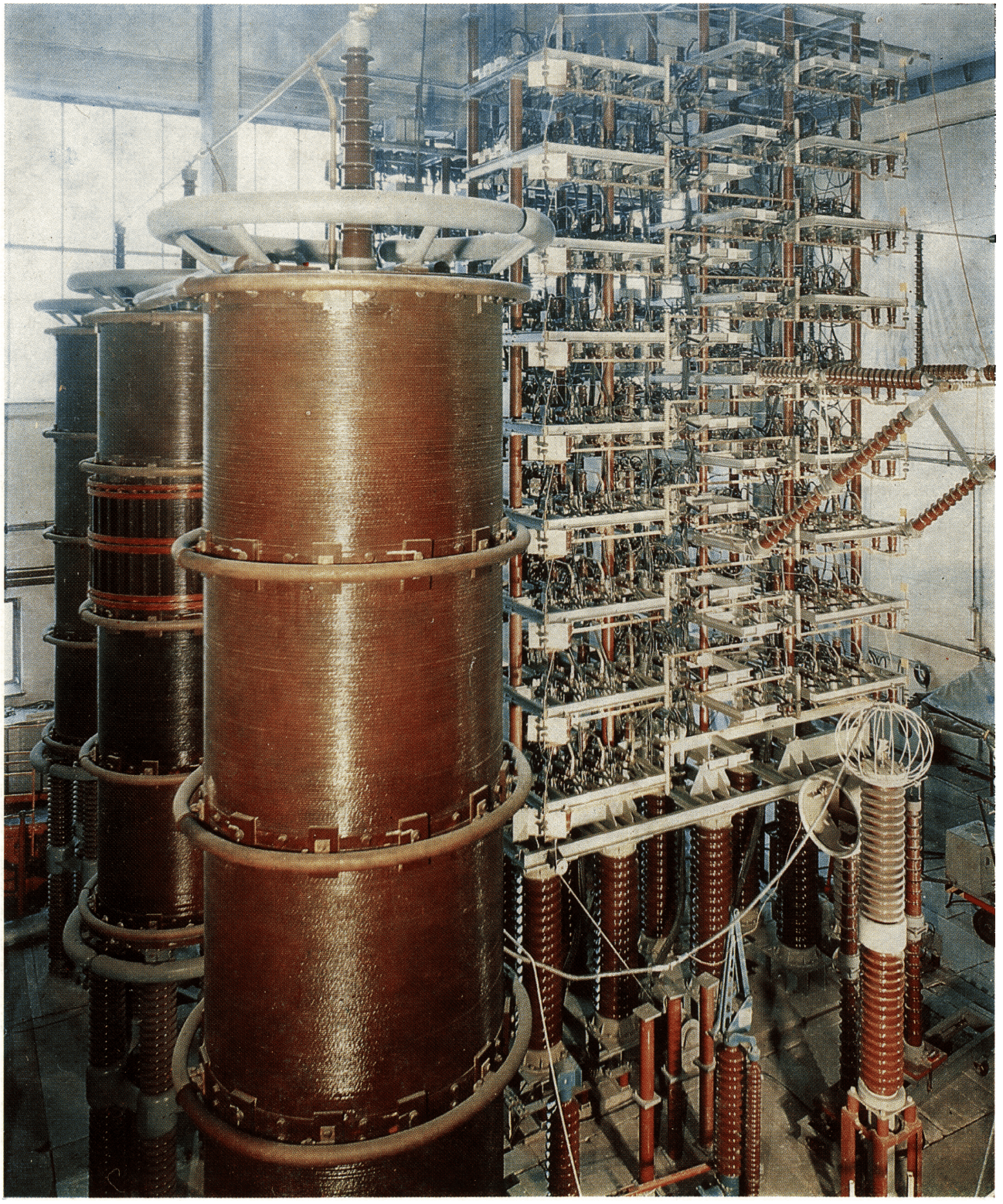
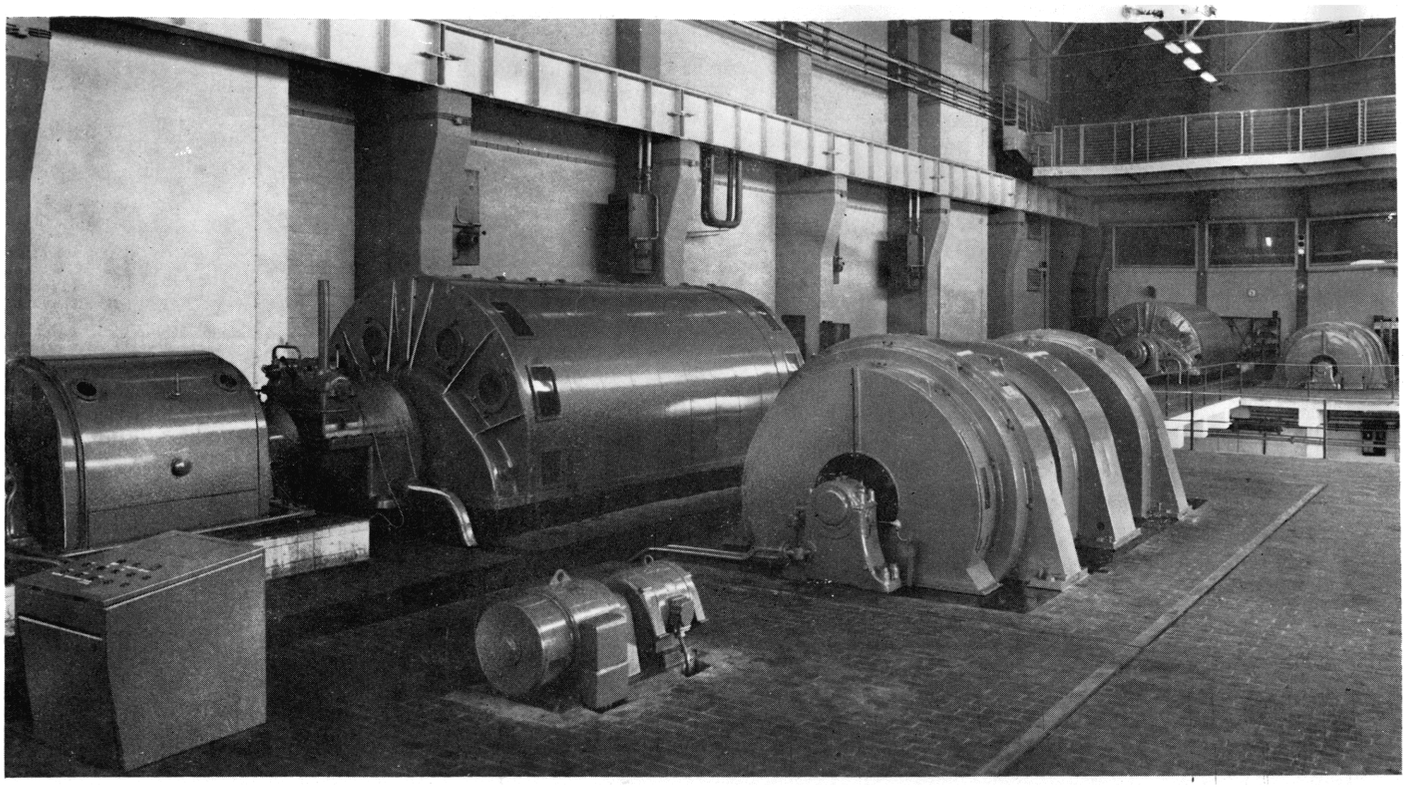
ELEKTRIE 10|86

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN · Postverlagsort für DDR Leipzig · EVP 2,50 Mark · ISSN 0013—5399



30 Jahre IPH

0120297



Das Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik“ (IPH) in Berlin empfiehlt sich als Partner des wissenschaftlich-technischen Fortschritts, vor allem durch sein interessantes Leistungsprofil.

Die Bilder zeigen Teile der Prüfeinrichtungen.

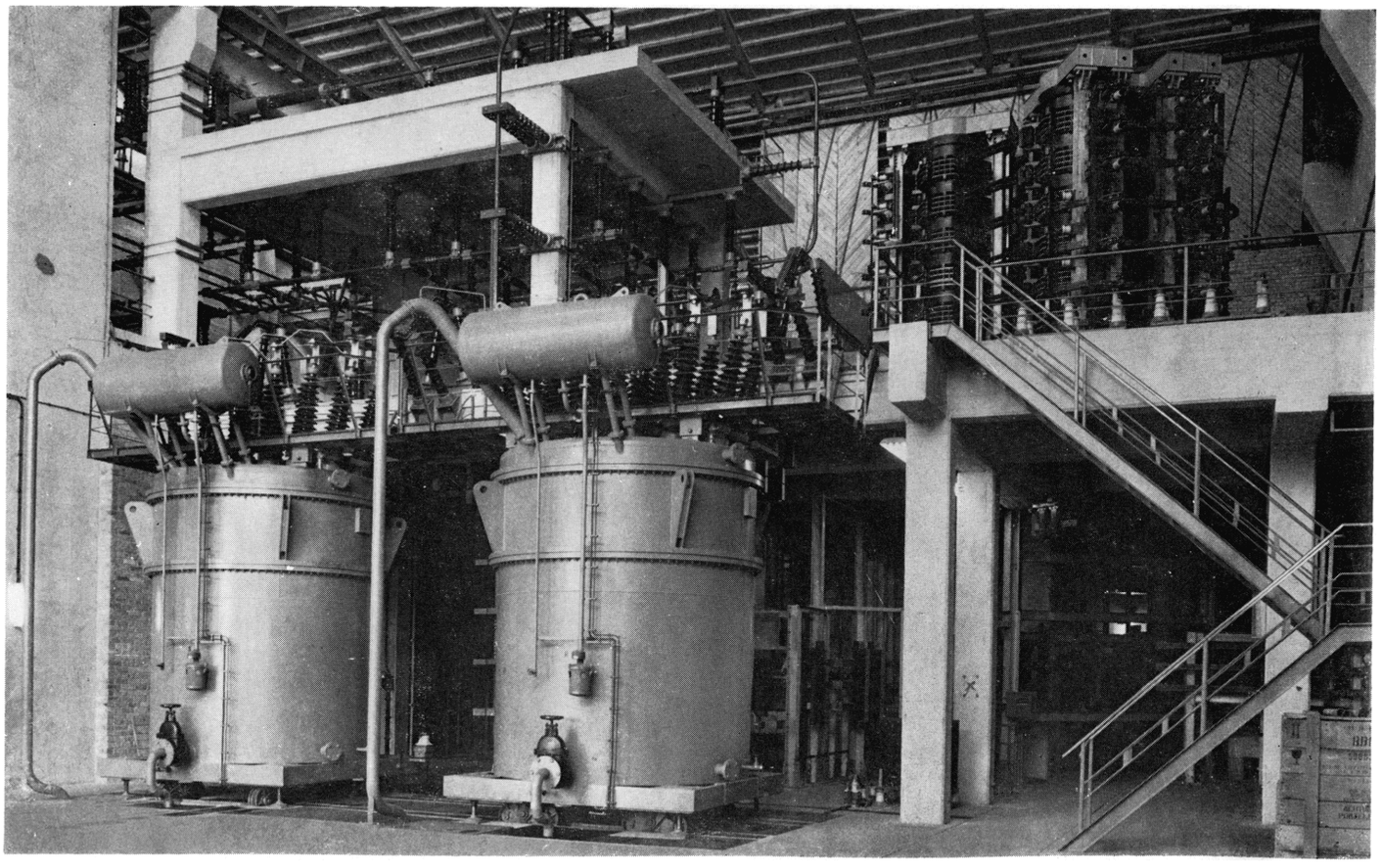
Siehe auch den Beitrag von *G. Kuhnhardt, W. Frischmann* und *H. Hänisch:* Neue Verfahren zur Schaltvermögensprüfung von Hochspannungsleistungs-Schaltern.

Bild 1. Kurzschlußgeneratoren als Energiequelle für direkte und synthetische Prüfungen

Jeder Generator	
Höchste Betriebsspannung	8,5 kV
Frequenz	50 Hz
Dreipolige Kurzschlußleistung	1200 MVA (in der Prüfzelle)
Typenleistung	75 MVA

Bild 2. Kurzschlußtransformatoren zur Spannungseinstellung bei direkter und synthetischer Prüfung, 6 einpolige Einheiten mit einer Nennleistung von 35 MVA je Pol

Kurzschlußleistung je Pol	
Nennspannung	1166 MVA
— Unterspannungsseite	8,5 kV (Parallelschaltung) 17 kV (Reihenschaltung)
— Oberspannungsseite	$4 \times 18{,}4$ kV $\pm$ $2 \times 4{,}7$ kV



10|86 ELEKTRIE

40. Jahrgang

Wissenschaftlich-technische Zeitschrift der Elektrotechnik

ISSN 0013-5399

Organ des Fachverbands Elektrotechnik der Kammer der Technik

Die Zeitschrift erhielt die Silberne Ehrenplakette der KDT

Redaktionsbeirat

Vorsitzender:

Prof. Dr. sc. techn. J. Vogel

Mitglieder:

Prof. Dr. sc. techn. S. Altmann · Prof. Dr. sc. techn. H. Böhme · Prof. Dr. sc. techn. P.-K. Budig · Dr. sc. techn. G. Burkhard · Dr.-Ing. D. Flügge · Obering. K. Friedel · Prof. Dr. sc. techn. J. Hoffmann · Dipl.-Ing. H. Kabisch · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Lappe · Prof. Dr.-Ing. Dr.-Ing. e. h. H.-J. Mau · Prof. Dr. phil. habil. G. Mierdel · Dr. rer. nat. K. Möbius · Prof. Dr. sc. techn. E. Muschick · Prof. Dr. sc. techn. V. Pfeiler · Prof. Dr.-Ing. e. h. K. Pommer · Prof. Dr.-Ing. habil. R. Schönfeld · Obering. Dipl.-Ing. N. Wass · Prof. Dr.-Ing. habil. G. Wunsch

Korrespondenten:

Dr.-Ing. K. Hanella, Ilmenau · Dr.-Ing. W. Jordan, Dresden

Titelbild

Das Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" Berlin ist zentrales Hochleistungsprüffeld der DDR.

Das Bild zeigt Drosselspulen und zur Einschwingspannungseinstellung benötigte Kondensatorenbatterien des Hochspannungsschwingkreises für die synthetische Prüfung des Schaltvermögens von Hochspannungsleistungsschaltern.

Alle Beiträge in diesem Heft sind dem 30jährigen Bestehen des IPH gewidmet.

VEB VERLAG TECHNIK BERLIN

Träger des Ordens Banner der Arbeit

Inhaltsverzeichnis

Seite

Aktuelle Information 362

Hänisch, H.
30 Jahre Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" Berlin 363

Buchold, E.
30 Jahre IPH — Internationale wissenschaftlich-technische Zusammenarbeit mit Partnerinstituten und Prüflaboratorien 364

Fachaufsätze

Kuhnhardt, G.; Frischmann, W.; Hänisch, H.
Neue Verfahren zur Schaltvermögensprüfung von Hochspannungsleistungsschaltern 365

Anke, E.; Schneider, J.; Thiede, F.
Nutzung der mathematischen Modellierung bei der Entwicklung von Hochspannungsleistungsschaltern 373

Moritz, G.
Mikrorechnergestützte Meßwerterfassung im Hochleistungsprüffeld des Institutes „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" Berlin 374

Rother, W.; Bergmann, V.; Drebenstedt, H.
Beiträge zur rechnergestützten Schalterentwicklung 377

Fink, H.; Böhme, H.
Zur Spannungsformierung von Vakuumschaltkammern 380

Hoffmann, J.; Denisenko, N. A.; Cernenko, P. A.
Zufallsverhalten, Monte-Carlo-Simulation und Prognose der Betriebsbelastungen von Elektroenergiesystemen 386

Krolikowski, Cz.
Isolationsfestigkeit und Schaltlichtbogen-Löschfähigkeit in Vakuumschaltanlagen 390

Stade, D.; Schau, H.
Spezielle Kurzschlußverhältnisse in Drehstrom-Niederspannungsanlagen 392

Biesenack, H.; Hillmann, F.
Drehzahlstellung von Hochspannungs-Asynchronmotoren 395

Umschau

Bücher 397

AKTUELLE INFORMATION

Der Beitrag der Wissenschaften zur automatisierten bedienarmen Produktion

Internationale Wissenschaftliche Konferenz

Zeit: 18.—21. November 1986

Veranstalter: Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt

Anläßlich des Jubiläums

„150 Jahre Ingenieurausbildung in Chemnitz/Karl-Marx-Stadt"

wird an der Technischen Hochschule die Internationale Wissenschaftliche Konferenz „Der Beitrag der Wissenschaften zur automatisierten bedienarmen Produktion" durchgeführt. Die Konferenz mit den Tagungsteilen

— Plenarveranstaltung

— Tagungsteil 1
„Bedienarme Produktionsprozesse des zukünftigen Maschinenbaubetriebes"

— Tagungsteil 2
„Sicherung der Verfügbarkeit von Systemen der automatisierten bedienarmen Produktion"

— Tagungsteil 3
„Probleme der rechnergestützten Konstruktion und technologischen Vorbereitung der Produktion"

— Tagungsteil 4
„Gesellschaftswissenschaftliche Probleme der automatisierten Produktion"

— Tagungsteil 5
„Industrielle Automatisierung — Automatisierte Antriebe"

findet im Rahmen der „12. Karl-Marx-Städter Tage der Wissenschaft und Technik" statt.

Tagungsteil 5
„Industrielle Automatisierung — Automatisierte Antriebe"

Wissenschaftliches Programm
Inhaltliche Schwerpunkte der Vorträge

Fachsektion 1

Übersichtsvorträge

— Stand und Tendenzen der Drehstromantriebstechnik

— Modellierung und Simulation von Antriebssystemen

— Antriebssysteme für elektrische Bahnen

— Betriebsverhalten umrichtergespeister Drehstromantriebe

— Perspektiven der Entwicklung von Ventilumrichtern mit modernen abschaltbaren Halbleiterbauelementen

— Motorschutz und -überwachung

Fachsektion 2

Automatisierte Antriebe

— digital geregelte Antriebe

— elektrische Antriebe für Industrieroboter

— Strategien zur Führung von Antriebssystemen

— Simulation von umrichtergespeisten Drehstromantrieben

— hochtourige Drehstromantriebe

— aktive Magnetlager

Fachsektion 3

Leistungselektronik

— Modellierung leistungselektronischer Bauelemente

— Meßverfahren

— Stromrichter mit modernen Halbleiterbauelementen

— rechnergestützte Analyse leistungselektronischer Schaltungen

— Schutzprobleme bei Stromrichtern

— Modellierung leistungselektronischer Bauelemente

Fachsektion 4

Schalt- und Schutztechnik, Zuverlässigkeit

— Motorschutz und Überwachung automatisierter Antriebe

— Restverfügbarkeit von elektrischen Maschinen

— moderne Leistungsschalter

— Beanspruchung und Zuverlässigkeit von Wicklungsisolationen beim Einsatz moderner Schaltgeräte

Posterausstellung

Rundtischgespräch zum Thema „Tendenzen der weiteren Entwicklung leistungselektronischer Bauelemente"

An der Konferenz, Tagungsteil 5, nehmen Wissenschaftler aus 11 Ländern und Berlin (West) teil.

Organisatorische Hinweise

Die Konferenz beginnt am 18. November 1986, 10.00 Uhr, mit der Plenarveranstaltung im Großen Saal der Stadthalle Karl-Marx-Stadt. Vom 19.—21. November 1986 wird die Konferenz mit der Arbeit in den einzelnen Tagungsteilen und Fachsektionen fortgesetzt.

Konferenzsprachen:

Deutsch, Russisch, Englisch

Tagungsort für Tagungsteil 5:

Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt
Reichenhainer Str. 70
Karl-Marx-Stadt
9022

Weitere Hinweise sind im Programmheft enthalten.

Bestellungen von Programmheften, Anmeldeformularen und den Tagungsteil 5 betreffende Anfragen sind zu richten an:

Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt
Konferenzsekretariat
Tagungsteil 5
Prof. Dr. sc. techn. *Budig*
PSF 964
Karl-Marx-Stadt
9010

Andere Tagungsteile betreffende Anfragen sind zu richten an:
Technische Hochschule Karl-Marx-Stadt
Konferenzsekretariat
Prof. Dr. sc. techn. *Herling*
PSF 964
Karl-Marx-Stadt
9010

W. Gläser, Karl-Marx-Stadt EA 2317

Elektroantriebstechnik und Elektroautomatisierungstechnik

6. Fachtagung

Zeit: 23. und 24. April 1987
Ort: Technische Hochschule „Otto von Guericke" Magdeburg
Veranstalter: Technische Hochschule „Otto von Guericke" Magdeburg in Zusammenarbeit mit dem Mikroelektronikentwicklungszentrum des VEB SKET Magdeburg

Inhaltliche Schwerpunkte

— Stand und Entwicklung gesteuerter und geregelter elektrischer Antriebssysteme
— Einsatz elektrischer Antriebe in Maschinensystemen sowie von Elektroautomatisierungslösungen im Schwermaschinen- und Anlagenbau
— Rechnergestützter Entwurf von Elektroantriebssystemen sowie Elektroautomatisierungslösungen.

Anfragen sind zu richten an:
Technische Hochschule Magdeburg
Tagungsbüro
Boleslaw-Bierut-Platz
PSF 124
Telefon Magdeburg 59 22 09, Telex 08214
J. Vogel, Madeburg EA 2318

Optoelektronische Sensorsysteme

Tagung und Übersichtsausstellung im Rahmen der Tage Wissenschaft und Technik

Zeit: 8. bis 10. September 1987
Ort: Ingenieurhochschule Wismar
Veranstalter: Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik der IH Wismar

Vortragssektionen

— Bildaufnahme
— Schnelle Signalverarbeitung
— Anwendung optoelektronischer Sensorsysteme.

Daneben sollen in einer Übersichtsausstellung realisierte Einrichtungen optoelektronischer Sensortechnik vorgestellt und gegebenenfalls der Nachnutzung zugänglich gemacht werden. Die unverbindliche Teilnahmemeldung, Vortragsanmeldung und Anmeldung für die Ausstellung sind bis 30. 12. 1986 zu richten an:

Ingenieurhochschule Wismar
Sektion Technologie der Elektrotechnik/Elektronik
Tagungsbüro WB Grundlagen
Phillipp-Müller-Straße, Wismar, 2400
H. Krambeer, Wismar EA 2323

30 Jahre Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik"

Von

Prof. Dr.-Ing. Heinz Hänisch

Direktor des Institutes „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" Berlin

Die im Weltmaßstab anhaltende dynamische Entwicklung der Netze und Anlagen zur Elektroenergieübertragung und -verteilung sowie der zugehörigen Hauptausrüstungen, besonders der Schaltgeräte als Herzstück aller Elektroenergieanlagen, wäre trotz ständiger Vertiefung der theoretischen Grundlagen zu ihrer Bemessung und umfassende Anwendung moderner Rechentechnik ohne gleichzeitige Entwicklung der zugehörigen Hochspannungs-, Hochstrom- und Hochleistungsprüftechnik nicht denkbar gewesen.

Für die langfristig stabile Entwicklung der starkstromtechnischen Industrie der Deutschen Demokratischen Republik, repräsentiert durch Spitzenerzeugnisse der Kombinate KAAB, KEAW, KKWO, KLEW und KEM, und für eine stabile Elektroenergieversorgung unseres Landes war deshalb die vor nunmehr 30 Jahren erfolgte Gründung des Instituts „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" von entscheidender Bedeutung.

Bereits im ersten Statut des IPH, 1956 veröffentlicht im Gesetzblatt der DDR, waren die noch heute gültigen Hauptaufgaben des IPH als zentrales elektrisches Hochleistungsprüffeld der DDR festgelegt:

— Durchführung von elektrischen Hochleistungsprüfungen im Rahmen der Erzeugnisentwicklung und zur Qualitätssicherung

— Entwicklung der Hochleistungs- Prüf- und -Meßtechnik sowie

— Schaffung wissenschaftlich fundierter Untersuchungsmethoden als Grundlage für die Entwicklung von Erzeugnissen.

Durch den zielstrebigen Aufbau des IPH und die Entwicklung der erforderlichen Prüf- und Meßtechnik, über die in den „Wissenschaftlich-technischen Mitteilungen" des IPH sowie in der Elektrie und im Elektro-Praktiker in vielfältiger Form berichtet wurde, war es sehr schnell möglich geworden, für Betriebe der Elektroindustrie der DDR und ausländische Kunden elektrische Hochleistungsprüfungen (siehe dazu tabellarische Übersicht auf der 3. Umschlagseite) zur Entwicklung eines umfangreichen Erzeugnissortimentes durchzuführen und durch Typprüfung den Nachweis der Einhaltung der nationalen und internationalen Prüfvorschriften zu führen.

Dabei arbeitet das IPH seit Beginn seiner Tätigkeit für das ASMW als Außenstelle.

In den letzten Jahrzehnten konnten mit Unterstützung des IPH die Hauptausrüstungen für den Ausbau des sehr leistungsstarken Netzes der Energieversorgung der DDR für Spannungen bis 420 kV und für den Auf- und Ausbau von Elektroenergieübertragungs- und -verteilungsnetzen in über 30 Ländern der Welt erfolgreich entwickelt werden und im IPH durch Typprüfung die hohe Qualität dieser Ausrüstungen nachgewiesen werden. Darunter waren ölarme Schalter, Druckluft-, SF_6- und Vakuumschalter aller Spannungsebenen.

Schwerpunkt der Entwicklung der Prüfverfahren war im IPH die Einführung und Weiterentwicklung der synthetischen Prüfverfahren für Schaltgeräte. Über den erreichten Entwicklungsstand und den zur internationalen Anerkennung und Standardisierung dieser Prüfverfahren geleisteten Beitrag des IPH wird an anderer Stelle dieses Heftes im Beitrag „Neue Verfahren zur Schaltvermögensprüfung von Hochspannungsleistungsschaltern" (siehe Seite 365) ausführlich berichtet.

Den Stand und die Perspektive der „Mikrorechnergestützten Meßwerterfassung im IPH" erläutert ein weiterer Beitrag (siehe Seite 374).

Als Grundlage für die Entwicklung optimaler Hochleistungsschalter wurden vom IPH in Zusammenarbeit mit Hochschulen und der Akademie der Wissenschaften im Rahmen der Forschungskooperationsgemeinschaft ELTRA Verfahren der mathematischen Modellierung des Schaltlichtbogens und des gesamten Schalters entwickelt. Diese Verfahren werden in Zukunft in Verbindung mit Hochleistungsprüfungen einen wesentlichen Beitrag zur Rationalisierung der Schalterentwicklung leisten (siehe hierzu Beiträge auf den Seiten 373 bis 376 und 377 bis 397).

Die bisherige Entwicklung des IPH zum international anerkannten Hochleistungsprüffeld war nur durch die vielfältigen internationalen Beziehungen zu Prüffeldern im RGW sowie zu bedeutenden Prüflaboratorien westeuropäischer Länder und durch die Mitgliedschaft in den internationalen Organisationen INTERLEKTROTEST, IEC und CIGRE möglich.

Eine ausführliche Darlegung der internationalen Beziehungen erfolgt im Beitrag auf Seite 364.

Das IPH wird durch ständige Modernisierung seiner Ausrüstungen und Weiterentwicklung der Prüf- und Meßtechnik, insbesondere bezüglich komplexer Prüfungen und diagnostischer Verfahren dazu beitragen, daß die erhöhten Anforderungen an die Zuverlässigkeit und Verfügbarkeit der Hauptausrüstungen zur Elektroenergieübertragung und -verteilung auch in Zukunft erfüllt werden können.

Gleichzeitig wird das IPH die seit 15 Jahren erfolgreich durchgeführte praxisorientierte Ausbildung von Studenten auf dem Gebiet der Hochleistungstechnik in Zusammenarbeit mit den Hochschulen weiterführen.

30 Jahre IPH — Internationale wissenschaftlich-technische Zusammenarbeit mit Partnerinstituten und Prüflaboratorien

E. Buchhold, KDT, Berlin

Das Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" ist durch seine 30jährige Tätigkeit national und international als Hochleistungsprüffeld anerkannt.

Von der Anerkennung des IPH-Zertifikates zeugen Referenzen von nahezu 70 Kunden aus dem In- und Ausland, wie z. B. AEG und Concordia Sprecher (BRD), Sprecher und Schuh (Österreich), Rade Končar und Energoinvest (SFR Jugoslawien), Elpromenergo (VR Bulgarien), Electroputere Craiova (SR Rumänien), Transville Budapest (Ungarische VR).

Basis für die internationale Anerkennung des IPH sind neben der Leistungsfähigkeit und dem hohen wissenschaftlich-technischem Niveau die vielfältigen internationalen Beziehungen zu Prüffeldern in RGW-Ländern und Westeuropa sowie die Mitarbeit in internationalen Gremien, besonders der RGW-Prüffeldorganisation „Interelektrotest".

Nach der Gründung des IPH wurden sehr bald internationale Beziehungen aufgenommen. Die ersten Partner beim Aufbau des IPH und dem Beginn der Prüftätigkeit waren das Institut VUSE Bechovice, ČSSR, und das Moskauer Elektrotechnische Allunionsinstitut „W. I. Lenin". Es sei an dieser Stelle Gelegenheit genommen, allen an den ersten Schritten der internationalen Zusammenarbeit des IPH unmittelbar Beteiligten nochmals besonders herzlich zu danken.

Die frühen Aktivitäten der internationalen mehrseitigen Zusammenarbeit führten im Jahre 1963 zum ersten Zusammenschluß der Hochleistungsprüffelder der sozialistischen Länder ČSSR, VR Bulgarien, Ungarische VR und DDR. Dabei waren unmittelbar die Institute VUSE Bechovice aus der ČSSR, NIPKIEP Sofia, VEIKI Budapest und das IPH beteiligt. Die Zusammenarbeit hatte neben wissenschaftlich-technischen Aufgaben Vereinheitlichungen im Rahmen der Prüftechnik zum Inhalt.

Auch die zweiseitige Zusammenarbeit diente in dieser Phase den gleichen Zielstellungen. Schwerpunkt waren bereits damals die Arbeiten zu synthetischen Prüfschaltungen.

Mit der Zielstellung im Sinne des Komplexprogramms des RGW, eine Prüffeldvereinigung der Hochspannungs- und Hochleistungsprüffelder aufzubauen, begannen 1969 unter aktiver Mitwirkung des IPH Abstimmungen auf mehrseitiger Ebene, die 1973 mit der Gründung der internationalen Organisation für die Zusammenarbeit der Hochleistungs- und Hochspannungsprüffelder der Länder des RGW „Interelektrotest" ihren Abschluß fanden. Beteiligt waren 18 Labors für Hochleistungsprüfungen und 19 Labors für Hochspannungsprüfungen aus der VR Bulgarien, Ungarischen VR, DDR, VR Polen, SR Rumänien, UdSSR, ČSSR und der SFR Jugoslawien.

Schwerpunkte

- Wissenschaftlich-technische Zusammenarbeit auf dem Gebiet der Hochspannungs- und Hochleistungs-Prüfausrüstungen und der zugehörigen Prüf- und Meßverfahren
- Vereinheitlichung der technischen Forderungen an die Prüf- und Meßtechnik unter Beachtung des höchsten Standes der Wissenschaft und Technik
- Informationsaustausch über Forschungsaufgaben der Prüffelder und Ausarbeitung von Vorschlägen zur Standardisierung und Vereinheitlichung der Prüf- und Meßmethoden, Informationsaustausch und technische Konsultationen zu den Entwicklungsperspektiven der Prüftechnik
- Vereinheitlichung der Bewertungsmethoden der Prüfergebnisse sowie Schaffung der Voraussetzungen für deren gegenseitige Anerkennung
- Entwicklung neuer Arten von Prüf- und Meßausrüstungen und Mitwirkung bei der Spezialisierung und Kooperation der Produktion solcher Einrichtungen
- Bildung einheitlicher Standpunkte zu Materialien der IEC, CIGRE und anderen internationalen Organisationen.

Durch aktive Mitwirkung des IPH beim Aufbau der Organisation, bei der Planung der wissenschaftlich-technischen Zusammenarbeit und das hohe Niveau der eigenen wissenschaftlich-technischen Beiträge war das IPH den anderen Mitgliedern stets ein zuverlässiger Partner.

Das IPH als zentrales Hochleistungsprüffeld vertritt die DDR im Rat und arbeitet im Technischen Komitee Hochleistung sowie in der Arbeitsgruppe klimatische und mechanische Prüfungen aktiv mit. In der Amtsperiode von 1979 bis 1981 des Rates und in der ersten Arbeitsperiode 1974 bis 1976 des Technischen Komitees Hochleistung stellte das IPH jeweils den Vorsitzenden.

Das IPH ist verantwortlich für die Koordinierung der wissenschaftlich-technischen Untersuchungen zu Erdbebenprüfungen.

Gegenwärtig werden folgende wichtige und **international aktuelle Aufgabengebiete** bearbeitet

- Anwendung von mathematisch-physikalischen Lichtbogenmodellen bei der Prüfung von Schaltgeräten
- synthetische Schaltung für die Prüfung von Hochspannungsschaltern insbesondere in dreipolig gekapselten Anlagen
- Mikrorechnergestützte Meßwerterfassung und -verarbeitung
- mechanische und klimatische Prüfungen.

Zur Information über die Ergebnisse der gemeinsamen wissenschaftlich-technischen Zusammenarbeit wird von der Organisation ein eigenes Publikationsorgan, das „Bulletin Interelektrotest", herausgegeben.

Über wichtige, die Hersteller von Hochspannungsgeräten und -anlagen interessierende Ergebnisse wird zusätzlich in wissenschaftlich-technischen Konferenzen der RGW-Organisation Interelektro berichtet.

Zwischen der Prüffeldorganisation „Interelektrotest" und der Arbeitsgruppe Hochspannungsgeräte und Transformatoren von INTERELEKTRO bestehen enge Beziehungen und Abkommen, die besonders die Prüfungen gemeinsam entwickelter Erzeugnisse und die Bearbeitung des prüftechnischen Teils von RGW-Standards betreffen. Ausgehend von der gemeinsamen Arbeit von Interelektrotest wurde auch die zweiseitige wissenschaftlich-technische Zusammenarbeit des IPH auf dem Gebiet der Hochleistungsprüftechnik und moderner Methoden der Schaltgeräteentwicklung ständig weiter vertieft.

Beziehungen bestehen besonders zu IET Sofia; VKI und VEIKI Budapest; IEL Warschau; WEI Moskau; VUSE Bechovice und VUEP Brno sowie zu Instituten der SFR Jugoslawien.

Die **Zusammenarbeit** betrifft folgende Arbeitsaufgaben

- Untersuchung synthetischer Prüfverfahren
- Prüfverfahren zum Prüfen mit kapazitiven Strömen
- Mikrorechnergestützte Meßwerterfassung und -verarbeitung sowie Steuerung von Prüfvorgängen
- Stromnulldurchgangs-Meßtechnik
- Optoelektronische Signalübertragung
- spezielle NS-Prüfschaltungen.

Auch mit den führenden westeuropäischen Prüflaboratorien KEMA Niederlande, CESI Italien und RENARDIERES Frankreich werden wissenschaftlich-technische Ergebnisse, insbesondere zu Prüfeinrichtungen, Prüfverfahren und Problemen der Lichtbogenphysik sowie zu mathematisch-physikalischen Schaltermodellen ausgetauscht und die gegenseitige Anerkennung der Prüfzertifikate vereinbart.

Im Rahmen dieser Zusammenarbeit werden Prüfspezialisten ausgetauscht und Symposien zu ausgewählten Problemen der Prüftechnik durchgeführt.

Von großer Bedeutung für die derzeitige und zukünftige Tätigkeit des IPH als international anerkanntes Hochleistungsprüffeld ist die aktive Mitarbeit in den Gremien der CIGRE und der IEC. Das IPH konnte anerkannte Beiträge einbringen und so die Empfehlungen dieser Organisationen richtungsweisend beeinflussen.

Der Direktor des IPH ist Mitglied des SC 13 „Schaltgeräte" der CIGRE.

Erkenntnisse aus den Arbeitsgruppen dieses SC

- WG 13.02 Unterbrechung kleiner induktiver Ströme
- WG 13.04 Prüfmethoden für GIS
- WG 13.05 Nichtstandardisierte Prüfbedingungen (insbesondere mechanische und klimatische Prüfungen)
- TF 13.001 Praktische Anwendung der Lichtbogenphysik in Leistungsschaltern

bilden eine wichtige Grundlage für die Weiterentwicklung der Prüftechnik im IPH.

Vertreter des IPH beteiligen sich intensiv an der Arbeit des TC 17 „Schaltgeräte und Anlagen" und der SC 17 A „Hochspannungsschaltgeräte" und SC 17 C „Hochspannungsschaltanlagen" der IEC. Dadurch ist gewährleistet, daß das IPH Prüfungen nach den IEC-Vorschriften unter Berücksichtigung der neuesten wissenschaftlich-technischen Erkenntnisse durchführen kann.

Fortsetzung auf Seite 376

Dipl.-Ing. *Eberhard Buchold* ist Stellvertreter des Fachdirektors Hochleistungstechnik im Institut Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik

Neue Verfahren zur Schaltvermögensprüfung von Hochspannungsleistungsschaltern

30 Jahre Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" Berlin

G. Kuhnhardt, KDT, Berlin; W. Frischmann, KDT, Leipzig; H. Hänisch, KDT, Berlin

Verwendete Formelzeichen

C	Kondensatorenbatterie bzw. Hauptkondensatorenbatterie
$C_{1(2)}$	Hauptkondensatorenbatterie vom Hochspannungskreis *1*, (*2*)
C_d	Kondensatorenbatterie vom Zusatzdämpfungszweig
C_E	Kondensatorenbatterie zur Einschaltspannungserzeugung
C_{ei}	Einschwingkondensatorenbatterie vom Hochstromkreis
$C_{eu\,1}$	Einschwingkondensatorenbatterie vom Hochspannungskreis *1* (Teilbatterie)
$C_{eu\,1;2}$	Einschwingkondensatorenbatterie von den Hochspannungskreisen *1* (Teilbatterie) und *2*
C_{euz}	Zusatzeinschwingkondensatorenbatterie
D	Draufschalter zur Hochstrom-Zuschaltung
Di	Diode
G	Gleichstrom-Generator
G_i	Hochstrom-Energiequelle
$G_{u(E)}$	Hochspannungs-Energiequelle (für Einschaltprüfung)
GW	Gleichrichterwagen
H	Hilfsschalter zur Trennung von Hochstrom- und Hochspannungskreis
$HPFS$	Hilfsschalter-Parallelfunkenstrecke
$ITRVN$	Einrichtung zur $ITRV$-Nachbildung
L	Drosselspule allgemein
L_i	Drosselspule zur Einstellung des Hochstromkreis-Stromes
$L_{u\,1(2)}$	Drosselspule zur Einstellung von Amplitude und Frequenz des Stromes von Hochspannungskreis *1* bzw. *2*
M	Motor
P	Prüfling
R_A	Aufladewiderstand
R_d	Widerstand vom Zusatzdämpfungszweig
RE	Reizeinrichtung
R_E	Strombegrenzungswiderstand im Einschaltspannungskreis bzw. Entladewiderstand
R_E'	Widerstand zum Erzeugen eines Impulses für die Triggerung der Reizeinrichtung
R_{ei}, R_{eu}	Einschwingwiderstände von Hochstrom- und Hochspannungskreis zur Bedämpfung des Einschwingspannungsvorganges
R_{euz}	Widerstand zur Gleichrichterstrombegrenzung
R_G	Gittervorwiderstand
R_L	Ersatzwiderstand für den abzutrennenden niederohmigen Schaltstrecken-Parallelwiderstand
R_s	Widerstand zur Spannungssteuerung
R_{st}	Widerstand zur Arbeitsstabilisierung von ZFS
S_c	Einschalter
Sh	Shunt
Si	Sicherheitsschalter
S_0	Ausschalter
$SPFS$	Spitze-Platte-Funkenstrecke
SVK	Strom-Versteiler-Kreis
T	Spannungsteiler
T_E	Einrichtung zum Abtrennen der Einschaltspannungsquelle
Th	Thyratron
T_{HPFS}	Zusatzhilfsschalter
$T_{u\,1}$, $T_{u\,2}$	Einrichtungen zum Abtrennen der Hochspannungskreise bzw. ihrer Bauelemente
Tr	Kurzschlußtransformator bzw. Aufladetransformator
UK	Hochspannungskreis
V_c	Gleichrichtereinheit zur Kondensatoraufladung
ZDK	Zusatzelemente zur Dreikreis-Schaltung
$ZFS_{(1\ldots4)}$	Zuschaltfunkenstrecke (*1* bis *4*)

Die ökonomische Strategie der DDR orientiert unter anderem auf den Ausbau einer starken Energiebasis als Grundvoraussetzung für eine weitere stabile Entwicklung der Volkswirtschaft. Die Zunahme der Kraftwerksleistungen wirkt sich auch auf die Energieübertragung aus.

Ein wichtiges Bauelement im Energieversorgungsnetz ist der Leistungsschalter. Seine Hauptaufgabe besteht darin, bei auftretenden Netzkurzschlüssen die Kurzschlußströme mit zukünftigen Maximalwerten von beispielsweise 80 kA im 380-kV-Netz der DDR [1] zu unterbrechen, um die Netzstabilität aufrecht zu erhalten und weitere Folgeschäden zu vermeiden.

Ohne experimentelle Untersuchungen ist die Entwicklung der Leistungsschalter nicht möglich. Die in den letzten Jahren entwickelten Verfahren zur mathematischen Behandlung des Schaltlichtbogens befinden sich international im Stadium der experimentellen Voruntersuchungen [2]. Deshalb ist die Prüfung der Leistungsschalter im Hochleistungsprüffeld erforderlich.

1. Erkenntnisstand

Das Schaltvermögen der Hochspannungsleistungsschalter, das derzeitig schon Maximalwerte von 100 kA erreicht [3], und die Spannungsbeanspruchung der Schaltstrecken (Elemente) je Leistungsschalterpol erfordern große Prüfleistungen. Schon in naher Zukunft wird die Wiederkehrspannung über einer Schaltstrecke den Wert eines 245-kV-Leistungsschalters überschreiten [4] [5] [6]. Diese hohen Schaltleistungen stehen in den meisten Hochleistungsprüffeldern nicht für eine direkte Prüfung, d.h. Prüfstrom und Prüfspannung entstammen derselben Energiequelle (Einkreis-Schaltung), zur Verfügung. Auch bei Anwendung der einpoligen oder der Schaltstrecken-(Elemente-)Prüfung werden die geforderten Prüfwerte oft nicht erreicht. So wurden Prüfverfahren entwickelt, bei denen der Prüfling einer synthetischen Prüfung unterzogen wird. Dabei werden Prüfstrom und Prüfspannung aus getrennten Energiequellen, einem (Hoch)stromkreis mit geringer treibender Spannung und einem oder zwei (Hoch)spannungskreisen mit geringem Strom, dem Leistungsschalter zugeführt. Durch neue Erkenntnisse beim Studium des Schaltlichtbogens und der synthetischen Prüfmethoden, durch zahlreiche Vergleiche der Prüfergebnisse direkter und synthetischer Prüfungen [7] [8] und durch Festlegung von Randbedingungen bei synthetischen Prüfungen [9] kann heute die synthetische Prüfung als vollgültig angesehen werden. Bei der Prüfung des Ausschaltvermögens unterscheidet man einerseits die Strom- und Spannungsinjektionsmethoden mit entweder zeitweiliger Parallel- oder Reihenschaltung der Energiequellen bei der Prüflingsbeanspruchung. Andererseits spricht man je nach der Zahl der bei der Prüfung aktiven Prüfkreise von Zwei- oder Dreikreis-Schaltungen (Bild 1).

In Verbindung mit der Realisierung der Prüfwerte zum Nachweis des Schaltvermögens sind auch spezielle Verläufe der Einschwingspannung nachzubilden. So müssen beispielsweise die durch 4 oder 2 Parameter gekennzeichneten Hüllkurven der im Netz auftretenden Einschwingspannungsverläufe (Bild 2) [10] verwirklicht werden. Auch die sich bei Abstandskurzschluß-Unterbrechung ausbildende Sägezahnschwingung und die hochfrequente Anfangseinschwingspannung ($ITRV$), beim Abschalten von Kurzschlüssen in Hochspannungsfreiluftanlagen klassischer Bauweise durch Streukapazität und Streuinduktivität der Sammelschienen, Stützer, Wandler u.a. hervorgerufen, muß nachgeahmt werden können.

Es muß weiter die

— Durchführung von Prüfzyklen (Aus- und Einschaltvermögensprüfungen kombiniert)

Prof. em. Dr.-Ing. *Walter Frischmann* war Lehrstuhlinhaber „Betriebsmittel- und Anlagengestaltung" an der Sektion Elektroenergieanlagen der Technischen Hochschule Leipzig. Prof. Dr.-Ing. *Heinz Hänisch* ist Institutsdirektor und Dr.-Ing. *Günter Kuhnhardt* ist Leiter der Abteilung Prüfverfahrensentwicklung im Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" (IPH) Berlin.

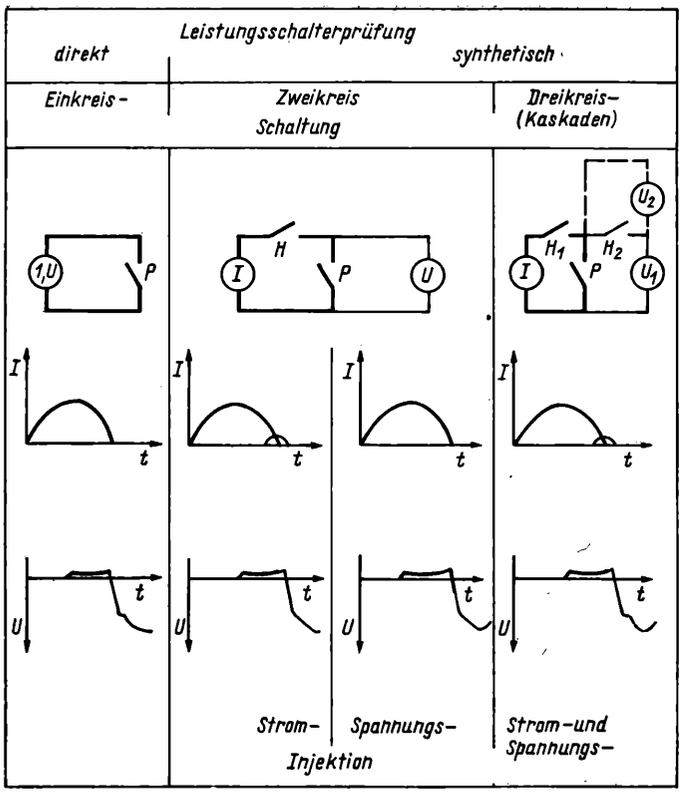


Bild 1. Leistungsschalter-Prüfmethoden zur Prüfung des Ausschaltvermögens

- Prüfung metallgekapselter Anlagen
- Prüfung von Leistungsschaltern
  - . mit einer Ausschaltlichtbogendauer größer 10 ms
  - . mit niederohmigen Widerständen parallel zur Schaltstrecke des Prüflings und
  - . mit gegenseitiger Beeinflussung der Pole während des Schaltprozesses

möglich sein.

Dies erfordert zusätzliche Einrichtungen im Prüffeld bei synthetischer Prüfung.

Außerdem müssen die Schaltgeräte einer Erwärmungs-, Klima- und Isoliervermögensprüfung unterzogen und auch thermisch-dynamisch und mechanisch geprüft werden. Nachfolgende Ausführungen beziehen sich vorwiegend auf die synthetischen Schalvermögensprüfungen, die im IPH (Bild 3) [11] durchgeführt werden.

2. Schaltvermögensprüfung im IPH Berlin

In der Aufbauphase des Hochspannungs-Hochleistungsprüffeldes entschied man sich nach eingehender Untersuchung verschiedener synthetischer Prüfverfahren für die Anwendung der Parallelstrominjektionsmethode bei der Ausschaltvermögensprüfung. Bei der Einschaltvermögensprüfung wird das angewandte Verfahren vom Prüfling abhängig gemacht. Das rasche Ansteigen der Schaltgeräteparameter und die immer präziser werdenden nationalen und internationalen Schaltgeräte-Prüfvorschriften führten zu einer ständigen Erweiterung und Vervollkommnung der Prüfschaltung ([12 bis [20]). So kann das IPH-Hochspannungs-Hochleistungsprüffeld derzeitig hinsichtlich der synthetischen Schalterprüfung einen Entwicklungsstand aufweisen, der den Prüfforderungen und Prüfvorschriften weitestgehend Rechnung trägt. Die prüftechnische Realisierung einiger Prüfforderungen soll im folgenden erläutert werden.

2.1. IPH-Zweikreis-Schaltung zur Prüfung des Ausschaltvermögens von Hochspannungsleistungsschaltern

Für die meisten Prüfungen wird die IPH-Zweikreis-Schaltung, im Ausnahmefall zur Nachbildung extrem niedriger Einschwingfrequenzen aus Äquivalenzgründen die IPH-Dreikreis-Schaltung, angewandt.

Der IPH-Zweikreis-Schaltung liegt das Weil-Dobke-Prinzip [21] zur Nachbildung des Zweiparameter- und das in Japan von der Mitsubishi Electric Cooperation angewandte Prinzip [22] zur Nachbildung des Vierparameter-Einschwingspannungsverlaufes zugrunde.

Unter Beachtung einer äquivalenten Leistungsschalterbeanspruchung beim Ausschalten der Kurzschlußströme im Netz und im Prüffeld hinsichtlich

- Ausschaltstromamplitude und Lichtbogenlöschzeit zur Nachbildung gleicher Lichtbogenenergie
- Ausschaltstromsteilheit und pausenlosen Überganges der Lichtbogenspannung in die Einschwingspannung zur Nachbildung einer äquivalenten Wechselwirkung zwischen Prüfling und Energiekreis
- normgerechten Verlaufes der Einschwing- bzw. Wiederkehrspannung für die äquivalente Spannungsbeanspruchung

sowie unter Beachtung einer einfachen Prüftechnologie wurde die IPH-Zweikreis-Schaltung entwickelt [20].

Als Hochspannungskreis dient ein Schwingkreis, der bei Zuschalten einer aufgeladenen Kondensatorenbatterie C durch eine Zuschaltfunkenstrecke ZFS wirksam wird.

Die Arbeitsweise der Schaltung ist im Bild 4 dargestellt. Der Prüfling P (Bild 4a) wird zunächst mit dem geforderten Ausschaltstrom i_i belastet. In der Ausschaltphase wird kurz vor Strom-Null der auf die erforderliche Neigung abgestimmte Hochspannungskreisstrom i_u ($i_u \times f_u = i_i \times f_i$; f_u 250 bis 700 Hz) in dem zulässigen Zeitintervall dem Ausschaltstrom mit derselben Polarität in P überlagert. Da

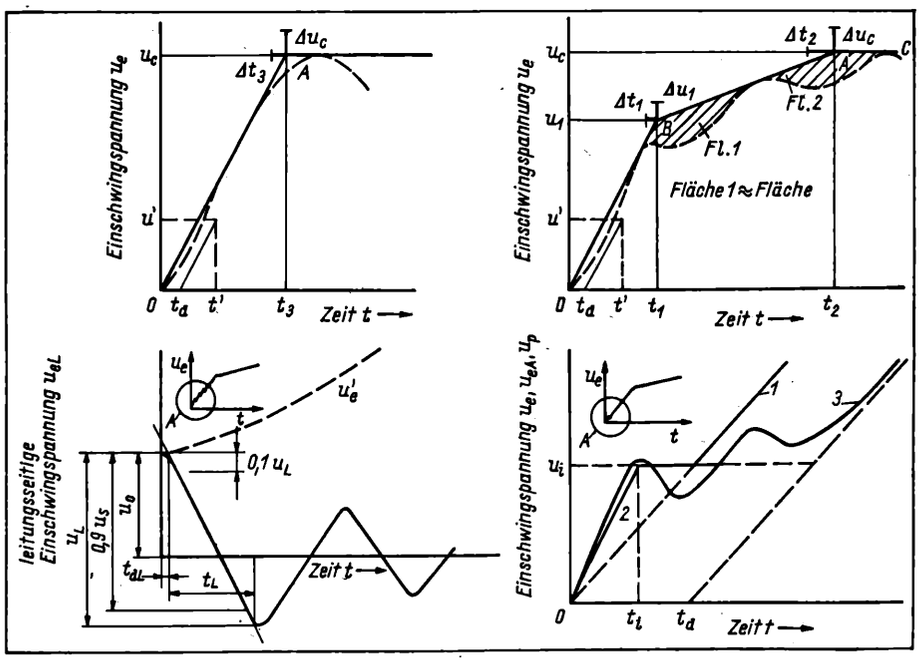


Bild 2. Einschwingspannungsverläufe bei der Ausschaltvermögensprüfung von Leistungsschaltern
a) Zweiparameter-Einschwingspannungsverlauf
b) Vierparameter-Einschwingspannungsverlauf
c) Leitungsseitiger Einschwingspannungsverlauf bei der Abstandskurzschluß-Prüfung (Vergrößerung von *A*); Fläche 1 ≈ Fläche 2)
d) Anfangseinschwingspannungs (*ITRV*)-Verlauf (Vergrößerung von *A*)
1 Anfangsstellheit von u_e (*TRV*)
2 von u_{eA} (*ITRV*)
3 Prüfspannungsverlauf u_p

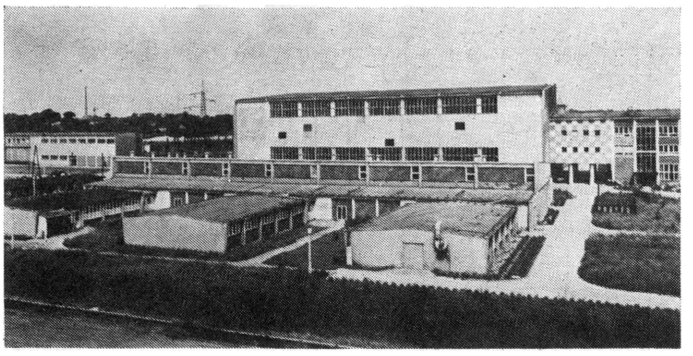


Bild 3. Blick auf das Hoch- und Niederspannungshochleistungsprüffeld (im Hintergrund die separate Netzeinspeisung)

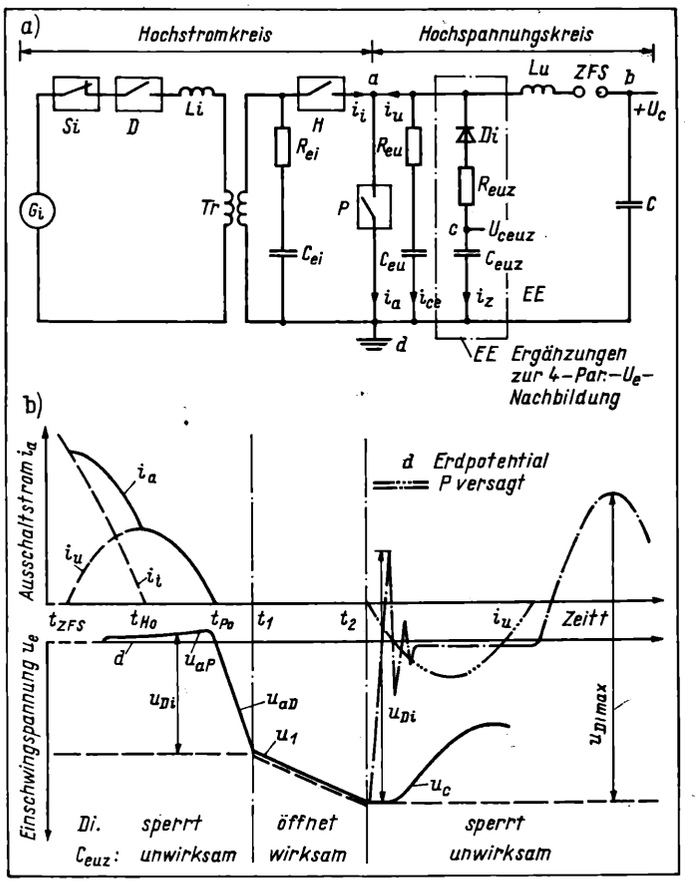
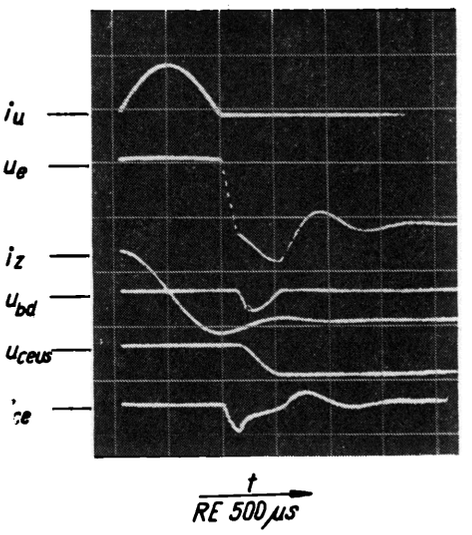


Bild 4. IPH-Zweikreis-Schaltung (Basisschaltung)
a) Prinzipschaltbild;
b) Strom- und Spannungsverläufe

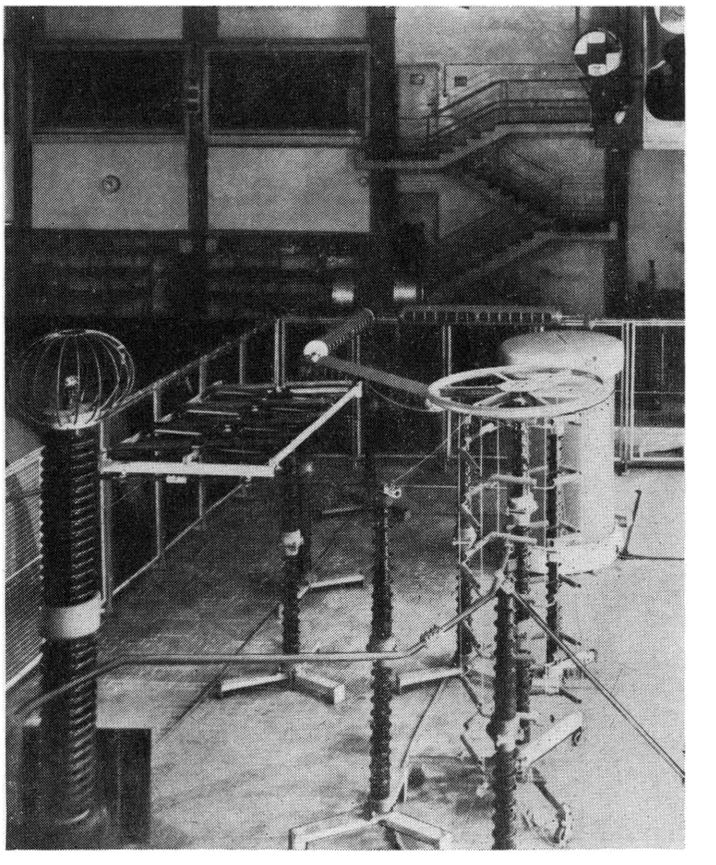
Bild 5. Strom- und Spannungsverläufe der IPH-Zweikreis-Schaltung; es sind die Bezeichnungen i_z und u_{bd} zu vertauschen sowie U_{ceus} durch U_{ceuz} zu ersetzen



- Hohe Sperrspannungen (Bild 4)
  $U_{Di} = u_1 + u_{aPmax}$ nach der Aufladung von C_{euz}
  $U_{Di} \approx 2 \cdot u_c$ bei Versagen des Prüflings, wobei eine Pegelfunkenstrecke parallel zum Gleichrichter die Beanspruchung reduziert.
- Geringe Zündspannung, um die Spannungsdifferenz zwischen Anode und Kathode des Gleichrichters zur Vermeidung von Ausgleichvorgängen bei der Zuschaltung klein zu halten.
- Geringe Durchlaßspannung zur Vermeidung einer bemerkenswerten Beeinflussung des Einschwingspannungsverlaufes.
- Kurzzeitig hohe Stromtragfähigkeit, weil mit Strömen bis zu einem Scheitelwert von 2 kA bei einer maximalen Stromflußdauer von 1 ms gerechnet werden muß.

Der Gleichrichter wurde durch eine Reihenschaltung von Thyratrons (Bild 7) vom Typ 15 QR 40 verwirklicht. Zur Steuerung der Spannungsverteilung und zur Verringerung der Zündspannung dienen die Dioden (*Di*)-Widerstands(*R*)-Kombinationen. In der Sperrphase des Gleichrichters sind die Dioden ($Di_1 \cdots Di_{28}$) in Durchlaßrichtung gepolt, und die Widerstände ($R_{s1} \cdots R_{s28}$) steuern die

Bild 6. Bauelemente für die Aufladung der Hauptkondensatorenbatterie des Hochspannungskreises



diese Stromaddition im Hilfsschalter *H* nicht stattfindet, trennt *H* den Hochstromkreis vor Strom-Null von *P*. Der Strom unmittelbar vor Strom-Null wird bei voller Prüfspannung vom Hochspannungskreis geliefert. Am Ende der Ausschaltphase geht die Lichtbogenspannung von *P* kontinuierlich in die Einschwingspannung u_e (Bild 4*b*) über. Diese steigt mit der durch die Kapazitäts-, bzw. Widerstands- bzw. Induktivitätswerte von C_{eu}, C, R_{eu}, L_u vorgegebenen Steilheit an. Die auf den Wert u_1 aufgeladene zusätzliche Einschwingkondensatorenbatterie C_{euz} ist durch den in Sperrichtung geschalteten Gleichrichter *Di* unwirksam.

Bei Überschreiten des u_1-Wertes öffnet der Gleichrichter und schaltet C_{euz} und R_{euz} parallel zu C_{eu} und R_{eu}. Entsprechend der näherungsweise geltenden Thomson-Gleichung $\omega^2 = 1/LC$ verringert sich dadurch die Steilheit der Einschwingspannung. Nach dem Einschwingspannungsmaximum sperrt der Gleichrichter wieder und der Ausgleichsvorgang klingt mit einer der höheren Einschwingfrequenz entsprechenden Schwingung auf die an C_{eu} verbleibende Gleichspannung ab.

Die nach den Prüfvorschriften [9] aufrecht zu erhaltende Wiederkehrspannung läßt sich z. B. durch Abtrennung des Hochspannungskreises nach abgeklungenem Einschwingvorgang und Zuschaltung einer Wechselspannungsquelle geringer Leistung realisieren.

Die Strom- und Spannungsverläufe an einzelnen Punkten der Schaltung (Bild 4) gehen aus Bild 5 hervor. Die praktische Realisierung einiger Bauelemente der IPH-Zweikreis-Schaltung zeigen das Titelfoto und Bild 6. An die Ausführung des Gleichrichters (Bild 7) werden folgende Anforderungen gestellt:

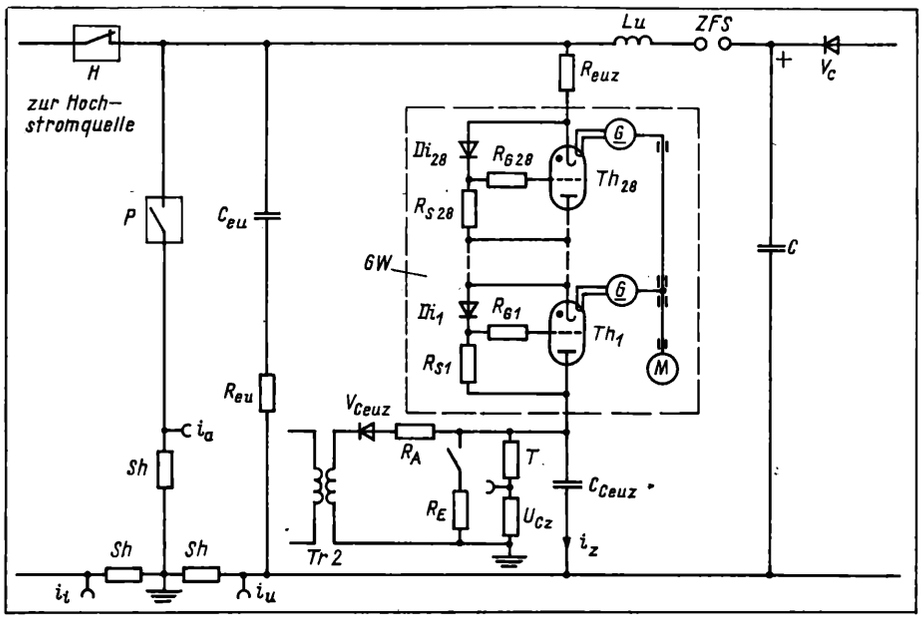


Bild 7. Prinzipschaltbild der Gleichrichtereinheit *GW* der IPH-Zweikreis-Schaltung

Spannungsverteilung über der Thyratron-Kaskade ($Th_1 \cdots Th_{28}$). Sobald am Gleichrichter die Polaritätsumkehr erfolgt, sperren die Dioden. Es entsteht an den Gittern eine positive Spannung, die die Zündspannung herabsetzt.

Zur Erzielung geringer Zündspannung darf auch die Umgebungstemperatur der Thyratrons den vorgegebenen Betriebswert nicht unterschreiten.

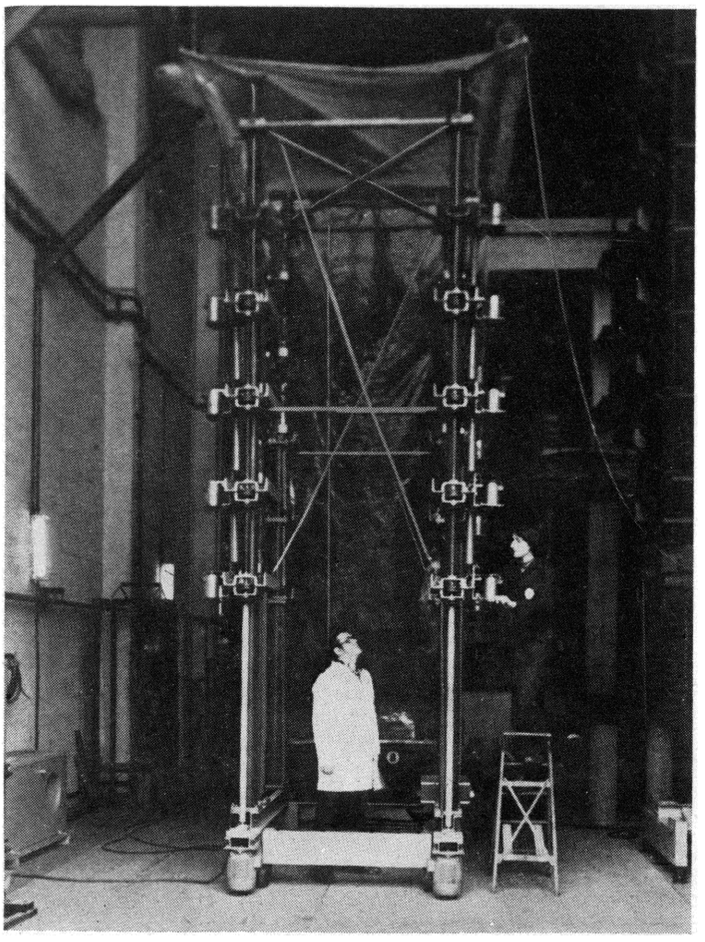
Die Beheizung der auf unterschiedlichem Hochspannungspotential befindlichen Kathoden der Thyratrons erfolgt durch Motor-Generatoren mit isolierender Wellenverbindung.

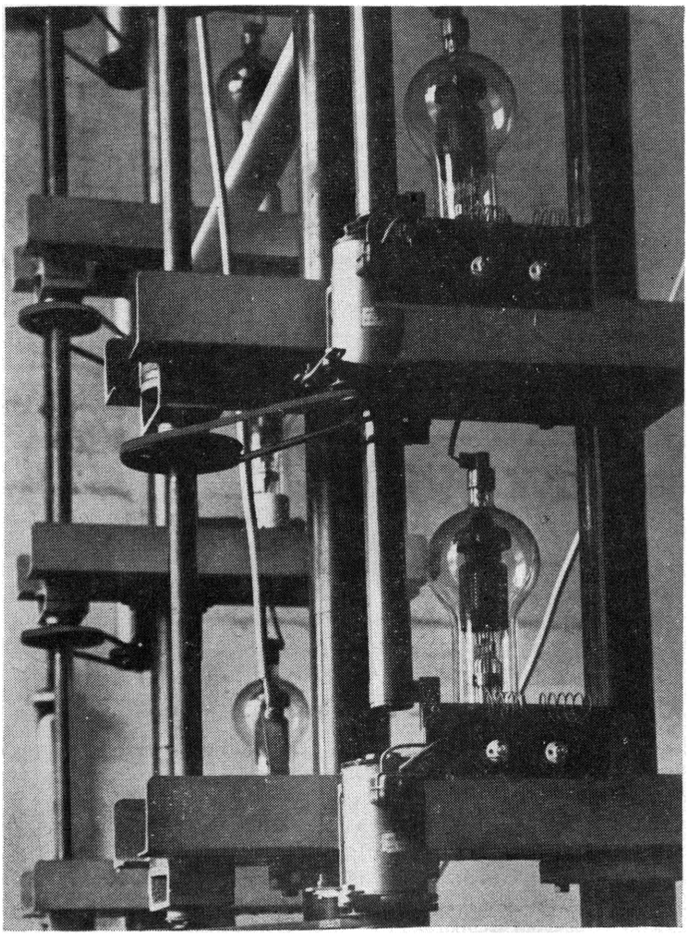
Bild 8 zeigt die praktische Ausführung des Gleichrichters.

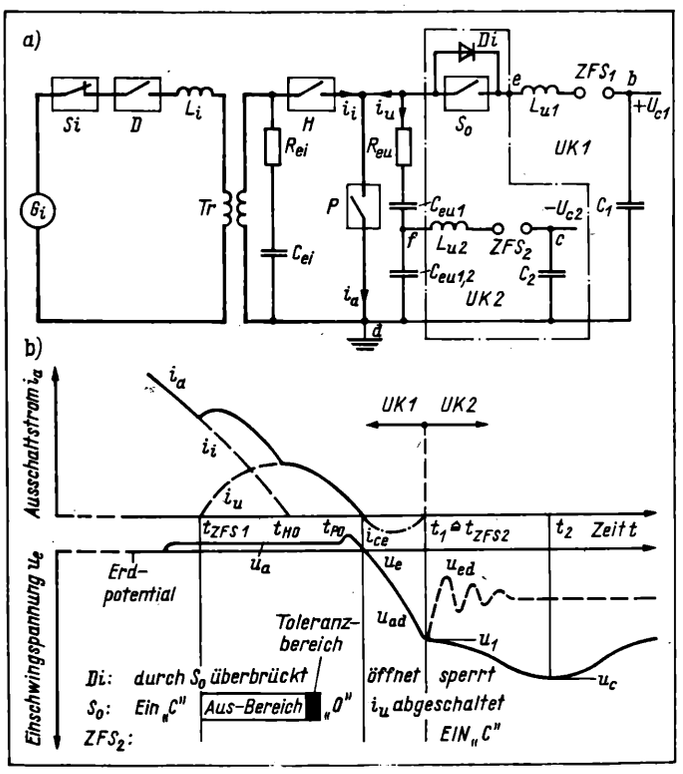
2.2. IPH-Dreikreis-Schaltung zur Prüfung des Ausschaltvermögens von Hochspannungsleistungsschaltern mit niedrigen Einschwingfrequenzen

Die IPH-Dreikreisschaltung wird durch einen Hochstrom- und zwei Hochspannungsschwingkreise verwirklicht (Bild 9) [23] und ähnelt prinzipiell der sowjetischen Dreikreis-Schaltung [24]. Es werden die Prinzipien der Parallelstrom- und der Spannungsinjektion kombiniert angewandt. Der Hochspannungskreis *1* (*UK1*) liefert den injizierten Strom i_u und den etwa bis zu den Werten u_1, t_1 verlaufenden steilen Anstieg der Einschwingspannung. Der Hochspannungskreis *2* (*UK2*) bestimmt den Einschwingspannungsverlauf im Zeit-

Bild 8. Gleichrichtereinheit als Thyratron-Reihenschaltung (Foto: *Garbe*)







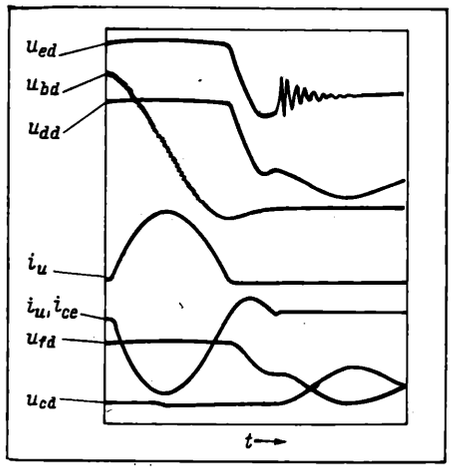
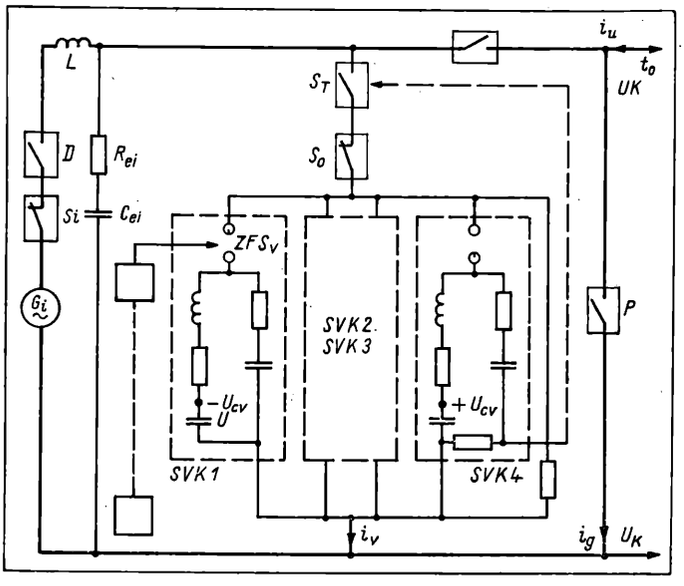


Bild 9. Die IPH-Dreikreis-Schaltung
a) Prinzipschaltbild; *b*) Strom- und Spannungsverläufe ▲

Bild 10. Strom- und Spannungsverläufe der IPH-Dreikreis-Schaltung

Bild 11. Stromversteilerkreise des IPH zur Verlängerung der Lichtbogenzeit im Prüfling
SVK Stromverteilerkreise; S_0, S_T Schalter zum Abtrennen des Hochstromkreises ▼



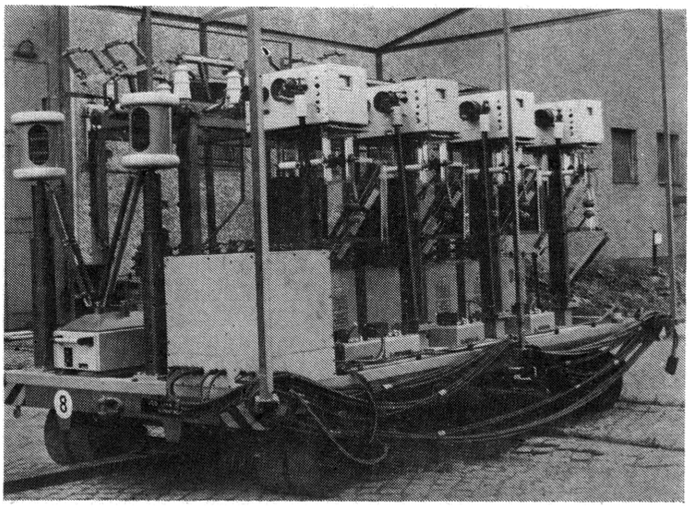


Bild 12. Fahrbare IPH-Stromversteiler-Einrichtung

intervall t_1 bis t_2. Die Arbeitsweise der IPH-Dreikreis-Schaltung ist wie folgt:
Der Prüfling P wird mit dem betriebsfrequenten Ausschaltstrom belastet. Bis zum Zeitpunkt t_1 arbeitet die Schaltung durch Wirksamwerden von $UK1$ wie die Zweikreis-Schaltung, wobei der Einschwingspannungsverlauf durch Kapazität bzw. durch Induktivität der Elemente C_1, L_{u1}, C_{eu1} in Reihe mit $C_{eu1;2}$ und R_{eu} bestimmt wird. Etwa bei Erreichen des Wertes u_1 zum Zeitpunkt t_1 werden P und der Einschwingspannungszweig durch die Schalter-Dioden-Kombination S_0/Di vom Kreis $UK1$ abgetrennt. An dem C_1 zugewandten Anschluß von S_0/Di schwingt die Spannung u_{ed} auf den Spannungswert von C_1 ein. An dem P zugewandten Anschluß bleibt die Spannung u_{ad} für eine hinsichtlich des Ausschaltvorganges ausreichende Zeit erhalten, wenn die Ladung nicht über einen niederohmigen Schaltstrecken-Parallelwiderstand von P bzw. Hilfsschalter H oder über Meßwandler bzw. Spannungsteiler abfließen kann. An den Einschwingkapazitäten C_{eu1} und $C_{eu1;2}$ haben sich entsprechend dem Impedanzverhältnis Teilspannungen ausgebildet. Wird nun die Hauptkondensatorbatterie C_2 von $UK2$ auf einen höheren als den an $C_{eu1;2}$ verbleibenden Spannungswert aufgeladen, erzeugt das Zuschalten von C_2 über L_{u2} mittels ZFS_2 einen Einschwingvorgang an $C_{eu1;2}$. Diese Einschwingspannung erscheint, addiert zur Spannung an C_{eu1}, in gleicher Form und Höhe am Prüfling P. Die Frequenz des Einschwingvorgangs wird durch die Werte der Bauelemente C_2, L_{u2} und $C_{eu1;2}$ bestimmt. Die Höhe der Einschwingspannung hängt von der Spannungsdifferenz zwischen $C_{eu1;2}$ und C_2, dem Verhältnis dieser Kapazitäten zueinander und der Güte des Schwingkreises ab. Die am Modell aufgenommenen Strom- und Spannungsverläufe zeigt Bild 10.

2.3. Zusatzeinrichtung für die Ausschaltprüfung von Leistungsschaltern mit langen Lichtbogenlöschzeiten

Weist ein Leistungsschalter in der Löschphase mehrere Ausschaltstromnulldurchgänge auf, wird im IPH aus ökonomischen Gründen nur einmal, d.h. nach Erreichen der Löschbereitschaft, die Hochspannung an den Prüfling gelegt.
Eine Stromunterbrechung vor dem Ausschaltzeitpunkt infolge relativ niedriger Hochstromkreisspannung wird durch eine Versteilung des Ausschaltstromes im Zeitbereich 50 · · · 100 µs vor dem vorangehenden Stromnulldurchgängen verhindert. Die Versteilung erfolgt durch Stromimpulse, die dem Ausschaltstrom entgegengerichtet sind. Es wurden spezielle Stromversteilerkreise entwickelt (Bilder 11 und 12) [20], die eine steile Impulsvorderflanke und einen langen, dem Ausschaltstromverlauf angepaßten Impulsrücken ermöglichen. Dadurch werden in Verbindung mit der Steuereinrichtung ein sicheres Durchzünden der Prüflingsschaltstrecke und optimale Toleranzen bei der Impulsüberlagerung erreicht.

2.4. Abstandskurzschlußprüfung und Realisierung des Anfangseinschwingspannungsverlaufes

Bei der Unterbrechung von Abstandskurzschlüssen oder Kurzschlüssen in Freiluftanlagen klassischer Bauweise wird die Anfangssteilheit der Einschwingspannung (*ITRV*) gegenüber der bei Klemmenkurzschluß merklich erhöht.

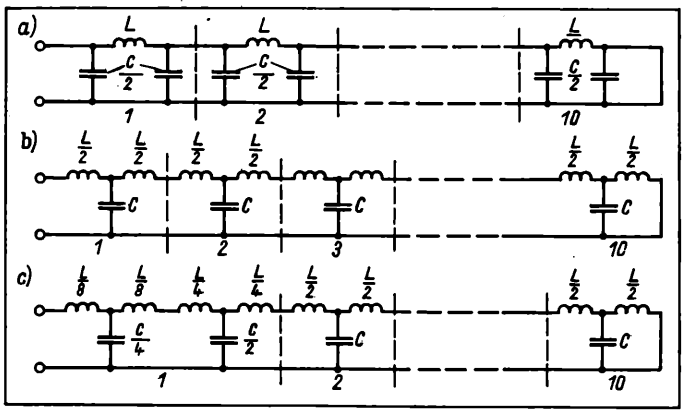


Bild 13. Leitungsnachbildungsmöglichkeiten im IPH bei Abstandskurzschlußprüfung *a*) Variante mit 10 Π-Gliedern; *b*) Variante mit 10 T-Gliedern; *c*) Variante mit 10 T-Gliedern und unterteiltem erstem Glied

Im ersten Fall sind es die sägezahnförmigen abklingenden Eigenschwingungen der zwischen Leistungsschalter und Kurzschlußstelle liegenden Leitung. Amplitude und Eigenfrequenz werden durch Wellenwiderstand und Leitungslänge bestimmt.
Im zweiten Fall sind es die Streuinduktivitäten und die Streukapazitäten der Schaltfelder, d.h. der Sammelschienen, Wandler, Trenner u.a., die zusätzliche Schwingungen kleiner Amplituden aber hoher Frequenz hervorrufen [10]. Die Nachbildung dieser erhöhten Leistungsschalter-Beanspruchung erfolgt beim Abstandskurzschluß durch Einschleifen einer aus 10 Π- bzw. T-Gliedern bestehenden Leitungsnachbildung (Bild 13) [15] oder hinsichtlich der $ITRV$ eines Schwingkreises auf der Hochspannungsseite des Hochspannungskreises zwischen Prüfling und Einschwingspannungszweig (R_{eu}, C_{eu}) (Bild 14) [20].
Oszillogramme synthetischer Abstandskurzschlußprüfungen zeigt Bild 15.

2.5. Prüfung von Elementen metallgekapselter Leistungsschalter und von Schalterpolen mit gemeinsamer Kapselung

Eine Elemente-Prüfung metallgekapselter Leistungsschalterpole mit mehreren Schaltstrecken (multi-break tank types) sowie eine einpolige Prüfung von Leistungsschaltern, deren Phasen in einer gemeinsamen Kammer untergebracht sind (three-phase enclosure tank types), ist nicht vollgültig. Bei der Elemente-Prüfung wird das möglicherweise den Ausschaltvorgang beeinflussende elektrische Feld zwischen geerdetem Metallgehäuse und den im Netz an höherer Spannung liegenden Schalterkontakten des Gesamtpoles verfälscht. Im anderen Fall wird die gegenseitige Beeinflussung der Phasen hinsichtlich der elektrischen Spannungsbeanspruchung, der physikalischen Wechselwirkung der Löschmedien und der elektrodynamischen Kräfte auf Lichtbogen und Schaltstiftbewegung nicht nachgebildet [25]. Bei der Prüfung eines Elementes wird daher der Prüf-

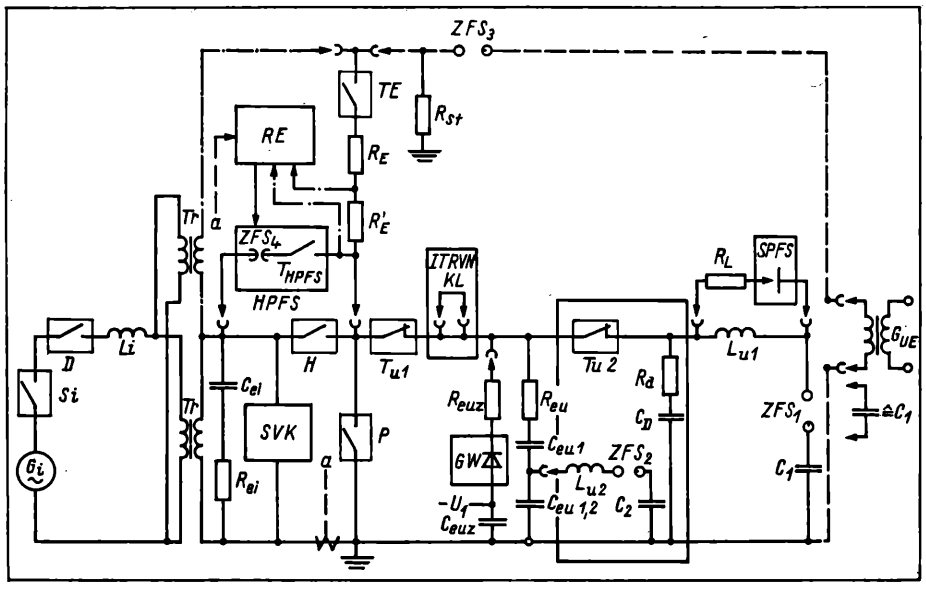


Bild 14. IPH-Prüfschaltung zur synthetischen Hochspannungs-Leistungsschalter-Prüfung unter Berücksichtigung einiger Zusatzeinrichtungen

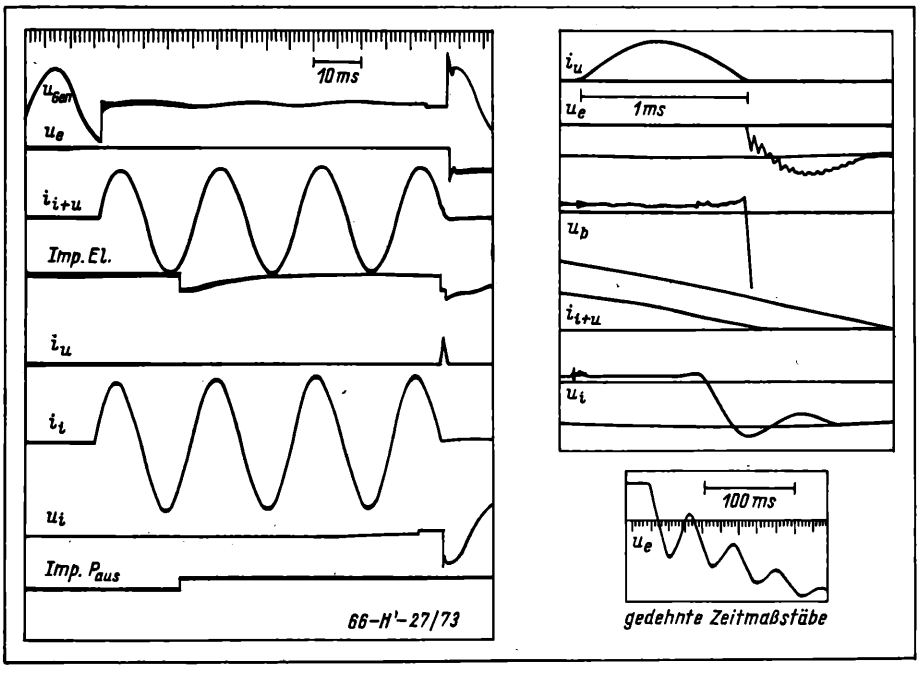


Bild 15. Oszillogramme synthetischer Abstandskurzschlußprüfungen

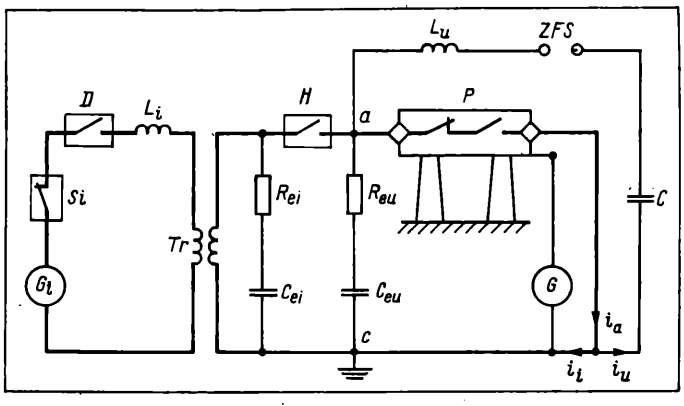


Bild 16. Prüfschaltung zur synthetischen Elementeprüfung metallgekapselter Leistungsschalter

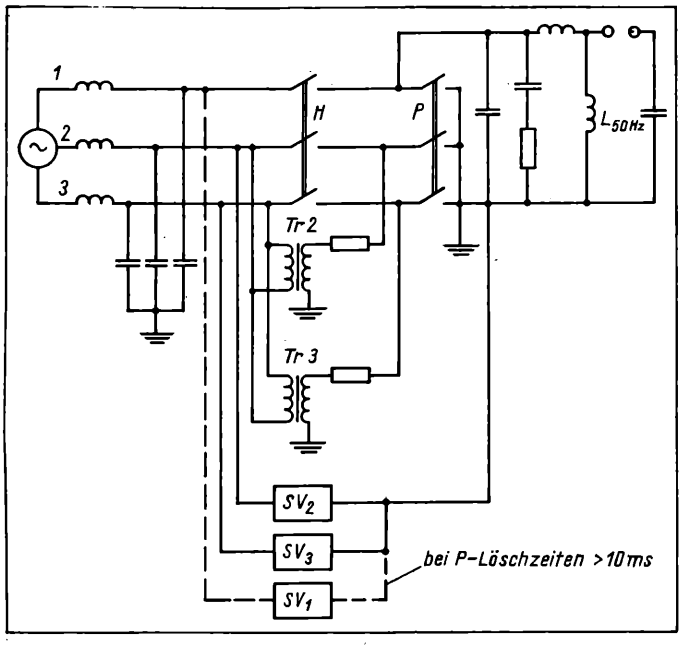


Bild 17. Prüfschaltung zur dreipoligen synthetischen Leistungsschalterprüfung
1 erstlöschende Phase; *SV* Stromversteiler

ling isoliert aufgestellt und an den Metallmantel die Differenzspannung zwischen Elemente- und Gesamtpolprüfspannung angelegt (Bild 16 [20]).

Bei einer Beeinflussungsmöglichkeit der Phasen untereinander werden je nach Prüfling entweder alle 3 Phasen mit dem Ausschaltstrom und der erforderlichen Löschzeit belastet und nur die zuerst löschende Phase mit der vollen Einschwingspannung beansprucht [18], oder an die beiden zuletzt löschenden Phasen wird noch zusätzlich die erforderliche Wiederkehrspannung gelegt (Bild 17 [26]).

2.6. Prüfung von Leistungsschaltern mit niederohmigen Schaltstrecken-Parallelwiderständen

Bei Prüflingen mit niederohmigen Widerständen ($< 500\ \Omega$) parallel zu den Schaltstrecken zur Erleichterung des Ausschaltvorganges setzt eine schnelle Entladung der Kondensatorenbatterie des Hochspannungskreises ein, die den Einschwingspannungsverlauf merklich beeinflußt. Es werden daher zwei Prüfungen am Prüfling durchgeführt.

Bei der ersten wird das Ausschaltvermögen im Gebiet der thermischen Rückzündung bei angeschaltetem Widerstand überprüft. Die Reduzierung der Prüfspannung bleibt unberücksichtigt. Bei der zweiten wird der Prüfling auf die dielektrische Rückzündung überprüft. Hierbei werden die bei den meisten Leistungsschaltern außerhalb der Schaltkammer angebrachten Widerstände elektrisch von der Schaltstrecke abgetrennt und eine dämpfende Wirkung durch Anordnung eines Widerstandes parallel zur Hochspannungskreisinduktivität nachgebildet. Ein Zuschalten dieses Widerstandes erst kurz vor der Stromunterbrechung mittels einer Spitze-Platte-Funkenstrecke (Bild 14) verhindert eine merkliche Bedämpfung des Hochspannungskreisstromes [20].

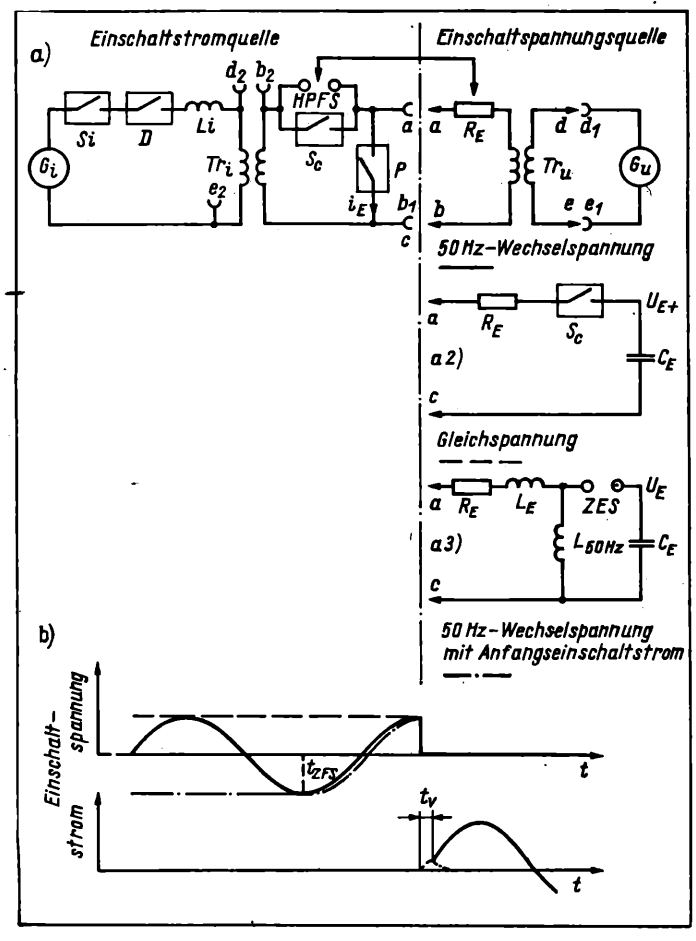
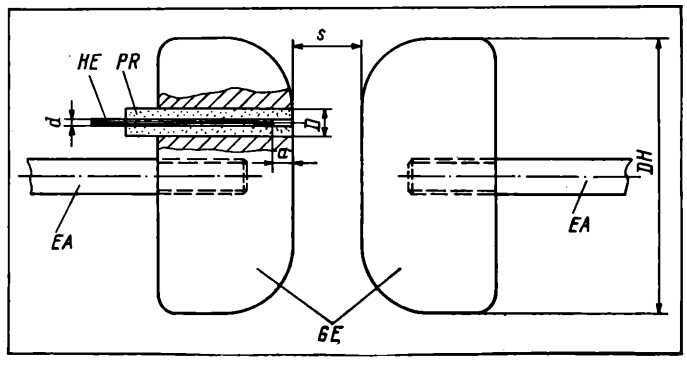


Bild 18. Schaltungsvarianten zur synthetischen Einschaltprüfung
a) Prinzipschaltbilder; *b*) Einschaltstrom- und Einschaltspannungsverlauf
t_v Versatzzeit

2.7. Prüfung des Einschaltvermögens von Hochspannungsleistungsschaltern

Bei der synthetischen Einschaltprüfung (Bild 18 [20]) wird zunächst aus einer meistens relativ leistungsschwachen Energiequelle die Einschaltspannung dem Prüfling zugeführt. In der Einschaltphase erfolgt nach Durchzünden der Einschaltstrecke des Prüflings innerhalb von Mikrosekunden die Zuschaltung des Einschaltstromes durch eine Zuschaltfunkenstrecke (Hilfsschalter-Parallelfunkenstrecke *HPFS*). Die Auswahl der Einschaltspannungsquelle und der *HPFS* richten sich nach den Prüfwerten des Prüflings. Für Einschaltspannungen bis etwa 120 kV Scheitelwert dient eine Spezialschaltung der Leistungstransformatoren des Prüffeldes als Energiequelle. Die *HPFS* wird durch einen Plasmainjektor realisiert (Bild 19). Für höhere Einschaltspannungen finden ein 350-kV/350-kVA-Prüftransformator und eine *HPFS* mit Polyäthylen-Scheiben zwischen den Hauptelektroden Anwendung (Bild 20). Bei dem Plasmainjektor leitet ein Plasmastrahl, der durch einen in einem Polyäthylenrohr erzeugten Lichtbogen entsteht, den Durchschlag ein. Bei der mit Polyäthylenscheiben arbeitenden *HPFS* werden die

Bild 19. Plasmafunkenstrecke
EA Elektrodenanschlüsse; *GE* Graphitelektroden; *HE* Hilfselektrode; *PR* Polyäthylenrohr



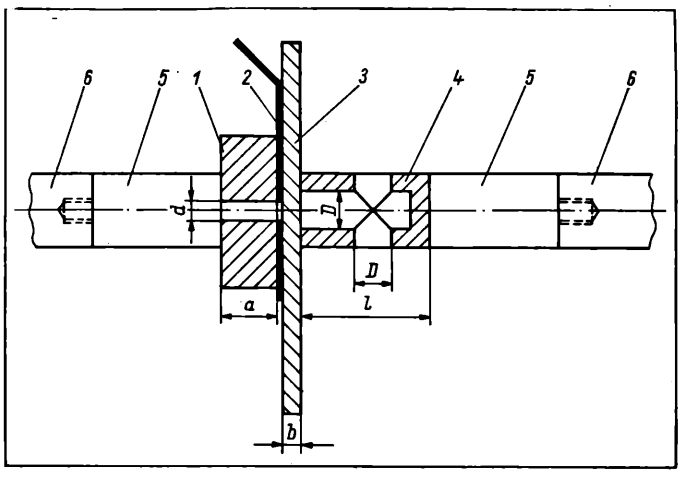


Bild 20. Funkenstrecke mit Polyäthylen als Dielektrikum
1 Distanzstück aus Isolierstoff; *2* Hilfselektrode; *3* Polyäthylenplatte; *4* Druckausweichstück; *5* Hauptelektroden; *6* Anschlüsse

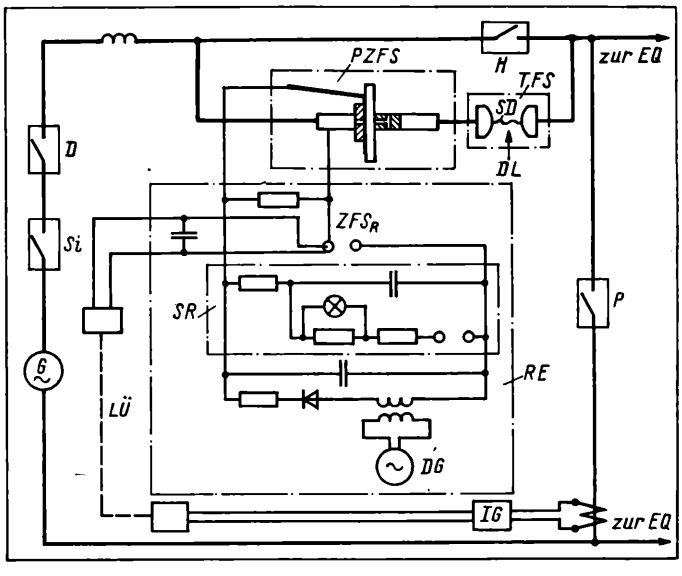


Bild 21. Funkenstrecken-Reizeinrichtung
PZFS Polyäthylenfunkenstrecke; *RE* Reizeinrichtung; *SR* Spannungsregelung; *TFS* Trennfunkenstrecke; *LÜ* Lichtübertragung; ZFS_R Hilfsschaltfunkenstrecke; *DG* Druckluftgenerator bzw. Motor-Generator mit Isolierwelle; *DL* Druckluft; *EQ* Einschaltspannungsquelle; *IG* Impulssperre; *SD* Schmelzdraht

Polyäthylenscheiben durch die thermische und dynamische Wirkung des Lichtbogens, der im Kanal eines vorgeschalteten Isolierstückes gezündet wird, zerstört. Den Hilfskreis der Funkenstrecken-Reizeinrichtung zeigt Bild 21.
Zur Entlastung der Elektroden der *HPFS* wird nach einigen ms Lichtbogendauer diese durch einen parallelliegenden Schalter geshuntet. Die *HPFS* schalten den Einschaltstrom in Zeiten kleiner 200 µs nach Durchzünden der Einschaltstrecke zu. Ein spezieller Kreis zur Erzeugung eines transienten Anfangseinschaltstromes (*ITMC*) als Überbrückung der stromlosen Pause ist daher nicht erforderlich. Oszillogramme synthetischer Einschaltprüfungen zeigt Bild 22.

2.8. Nachbildung der Beanspruchungsfolge der Leistungsschalter (Zyklusprüfung)

Von den in den Prüfvorschriften festgelegten Schaltzyklen ist bei synthetischen Prüfungen der *Schnellwiedereinschaltzyklus 0-300 ms-CO-3 min-CO* am kompliziertesten. Neben den im Hochspannungskreis durchzuführenden Stromkorrekturen bei Generatorbetrieb sind es vor allem viele zu steuernde Schalter und Schaltfunkenstrecken zum Zu- und Ausschalten der die Einschalt- und Einschwingspannung liefernden Hochspannungs- und Zusatzkreise, die mehrmalige Aufladung der Kondensatorenbatterie der Hochspannungskreise und die Vorbereitung der Zusatzeinrichtungen, die die Prüfung erschweren [18]. Die Prüfvorschriften geben daher auch Ausweichzyklen an [9]. Im IPH wird die Realisierung der *Ausweichvariante*

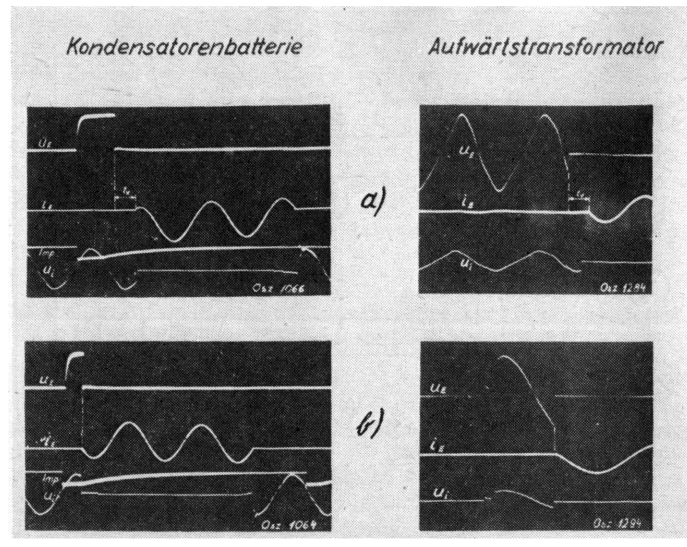


Bild 22. Oszillogramme synthetischer Einschaltprüfungen
a) Prüfschaltung mit ausgeschalteter Hilfsschalter — Parallelanordnung
b) Prüfschaltung mit eingeschalteter Hilfsschalter — Parallelanordnung

O_s und zusätzlich O_d — 300 ms—C_sO_s—*3 bis 10 min*—C_sO_s realisiert (*O* Ausschaltung; *C* Einschaltung; *s* synthetisch (geforderte Prüfwerte); *d* direkt (reduzierte Spannung).

3. Zusammenfassung

Es werden die im IPH entwickelten bzw. modifizierten Prüfverfahren zur synthetischen Prüfung des Schaltvermögens von Hochspannungsleistungsschaltern und Hochspannungsanlagen vorgestellt, speziell die synthetische Ausschaltprüfung mit einem Vierparameter-Einschwingspannungsverlauf mit der IPH-Zwei- oder bei niedrigen Einschwingfrequenzen mit der IPH-Dreikreis-Schaltung. Besondere Zusatzeinrichtungen ermöglichen dabei die Prüfung unter Abstandskurzschluß- und *ITRV*-Bedingungen sowie die Prüfung von Leistungsschaltern mit niederohmigen Schaltstrecken-Parallelwiderständen und mit Metallkapselung. Auf die synthetische Einschaltvermögensprüfung mit den erforderlichen Schalteinrichtungen (Plasmainjektor bzw. Polyäthylenfunkenstrecke) zum Zuschalten des Einschaltstromes wird eingegangen.

Literatur

[1] *Markusch, D.:* Ausbaustrategie des Elektroenergieübertragungssystems der DDR in den nächsten 20 Jahren. ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 10, S. 394
[2] *Hänisch, H.; Kuhnhardt, G.; Mencke, H.; Rother, W.:* Die mathematische Modellierung des Schaltlichtbogens als Mittel zur Rationalisierung der Entwicklung von Druckgasschaltern. CIGRE-Bericht 13-12/1984
[3] *Schramm, H. H.:* Schaltgeräte-Entwicklung. CESI-Symposium 1983. AEG-Prospekt über Leistungsschalter. Hannover-Messe 1984
[5] *Achatz, N.; Handke, S.; Noack, D.:* Siemens-BK-Schalter 3AV1 für 245 kV. Siemens-Energietechnik 5 (1983) 6, S. 317—322
[6] *de Vries, MMD:* Gegenwärtiger Stand und zukünftige Entwicklung der Hochleistungsprüffelder. CESI-Symposium 1983
[7] *Calvino, D. J.*; u.a.: Recent Experience on the Evaluation of the Equivalence between direct full power and synthetic test on HV Circuit Breakers. CIGRE-Bericht 13-15/1984
[8] *Innerling, J.:* Rechnerische Untersuchung der Äquivalenz synthetischer Schaltungen zur Prüfung des Ausschaltvermögens von Hochspannungs-Leistungsschaltern mit Hilfe von Lichtbogenmodellen. Dissertation, TH Aachen 1977
[9] Empfehlung zur synthetischen Prüfung von Hochspannungs-Wechselstrom-Leistungsschaltern. Überarbeitung der IEC-Publikation 427, 4. Dokument 17 A (Sekretariat) 263-I/II. Febr. 86
[10] Hochspannungswechselstrom-Leistungsschalter, Nenndaten. Überarbeitung der IEC-Publikation 56-2, Nenndaten 17 A (Zentralbüro) 174, Januar 1984
[11] *Schneider, K.; Frischmann, W.:* Die Notwendigkeit der Schaffung von Hochleistungsprüffeldern und das neue Hochleistungsprüffeld der DDR. ELEKTRIE, Berlin 18 (1964), S. 258—267
[12] *Kuhnhardt, G.; Lippoldt, R.:* Synthetische Schaltung für 110-kV-Leistungsschalter. Wissenschaftlich-technische Mitteilungen IPH, Berlin (1963) 1, S. 25—33
[13] *Frischmann, W.; Kuhnhardt, G.:* Synthetische Prüfverfahren im neuen Hochleistungsprüffeld der DDR. ELEKTRIE, Berlin (1964) 12, S. 369—374
[14] *Frischmann, W.:* Die Entwicklung der synthetischen Prüfschaltung des IPH. Wissenschaftlich-technische Mitteilungen IPH, Berlin (1968) 7, S. 44—50
[15] *Kuhnhardt, G.; Buchold, K.; Pachnicke, J.:* Der Abstandskurzschluß und seine Nachbildung im Hochspannungs-Hochleistungs-Prüffeld. Wissenschaftlich-technische Mitteilungen IPH, Berlin (1968) 8, S. 12—16
[16] *Kuhnhardt, G.:* Synthetische Prüfschaltungen für Einschaltprüfung und Abstandskurzschluß. Wissenschaftlich-technische Mitteilungen IPH, Berlin (1968) 7, S. 51—55

Fortsetzung auf Seite 374

Nutzung der mathematischen Modellierung bei der Entwicklung von Hochspannungs-Leistungsschaltern[1)]

E. Anke, KDT; J. Schneider, KDT; F. Thiede, KDT; Berlin

Zur mathematischen Modellierung des Schaltlichtbogens in Druckgasschaltern sind im IPH Berlin umfangreiche Arbeiten durchgeführt worden [1] [2]. Für die Anwendung im Hochleistungsprüffeld zur Erhöhung der Effektivität bei der Entwicklung von Schaltgeräten bietet sich vor allem das black-box-Modell an. Die theoretischen Grundlagen sind allgemein bekannt, und es ist einfach und übersichtlich. Vom IPH wurden die Arbeiten mit dem Ziel durchgeführt, neben der Klärung von theoretischen Fragen auch zur unmittelbaren praktischen Anwendung beizutragen. Nur durch die Orientierung auf einen durchgängigen Algorithmus, von der Erfassung der Meßergebnisse bis zur Aussage für den Entwicklungsingenieur, kann der angestrebte Nutzen entstehen. Zu diesem Zweck wurden im Jahre 1985 nochmals die zu erreichenden Ziele der Modellierung formuliert [3]. Auch im Rahmen des SC 13 Schaltgeräte der CIGRE wurde eine Arbeitsgruppe mit dem Ziel gebildet, die Anwendung mathematisch-physikalischer Methoden zu unterstützen.

1. Bestimmung der Parameter des Prüfkreises

Da die Parameter des Prüfkreises mit in die Bestimmung der Lichtbogenparameter eingehen, müssen sie genau bekannt sein. Die Methode, dazu den Prüfkreis vor der Prüfung auszumessen, ist aber mit einem zusätzlichen Zeit- und Kostenaufwand verbunden und deshalb als Routinemethode nicht geeignet. Auch läßt sich so die Rückwirkung des Lichtbogens auf den Kreis nicht ermitteln. Effektiver ist eine Bestimmung der Parameter des Prüfkreises aus dem Prüfoszillogramm. Der Strom im Prüfkreis gehorcht der Gleichung

$$i = \frac{\hat{U}}{\sqrt{(\omega L)^2 + R^2}} \left[\sin(\omega t + \psi) - e^{-\frac{t}{\tau}} \sin\psi \right] \qquad (1)$$

$\hat{U}$ Scheitelwert der treibenden Spannung
ω Kreisfrequenz
L Induktivität im Kreis
R ohmscher Widerstand im Kreis
$\tau = \frac{L}{R}$ Zeitkonstante
$\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$ Phasenwinkel zwischen Spannung und stationärem Strom
ψ Differenz zwischen Kurzschlußbeginn und Phasenwinkel.

Da R im wesentlichen durch den Lichtbogenwiderstand bestimmt wird, ändern sich τ und φ ständig. Während die Amplitude wenig beeinflußt wird, sind die Zeitkonstante des Gleichgliedes und das Gleichglied selbst vom Verhältnis L/R abhängig. Das ist für die Berechnung des Stromnulldurchganges von Bedeutung, aber auch für die Reaktion des Prüfkreises auf den Abschaltvorgang.
Weil die Rechnungen zur Bestimmung der Prüfkreisparameter nur mit einem Computer durchgeführt werden können, werden die Meßwerte in digitaler Form benötigt. Hierbei wird ein wesentlicher Fortschritt mit dem Übergang vom analog aufgezeichneten Oszillogramm zur digitalen Meßwertaufzeichnung erreicht.

Dr.-Ing. *Ekkehard Anke* ist Abteilungsleiter, Dipl.-Phys. *Jutta Schneider* ist Entwicklungsingenieur, Dipl.-Phys. *Franz Thiede* ist Fachgebietsingenieur im Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" Berlin.

[1)] Die Arbeit erfolgte in Zusammenarbeit mit der Kooperationsgemeinschaft ELTRA.

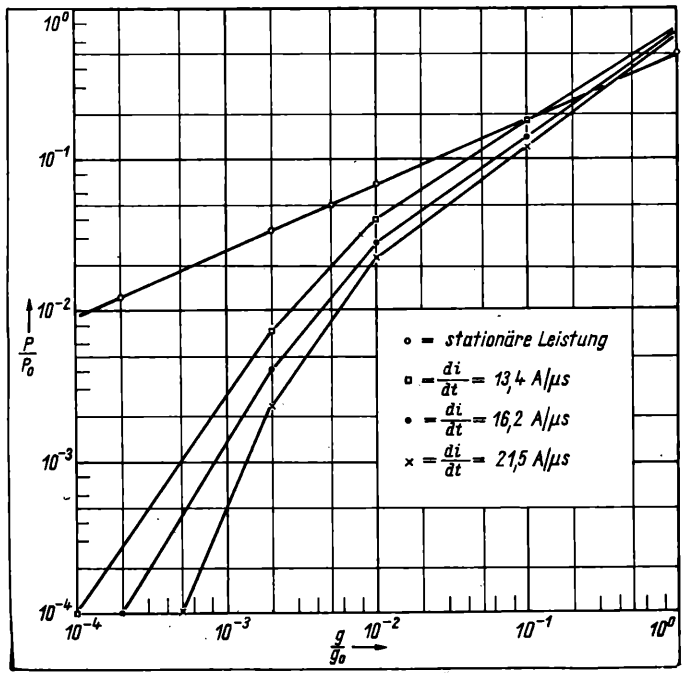
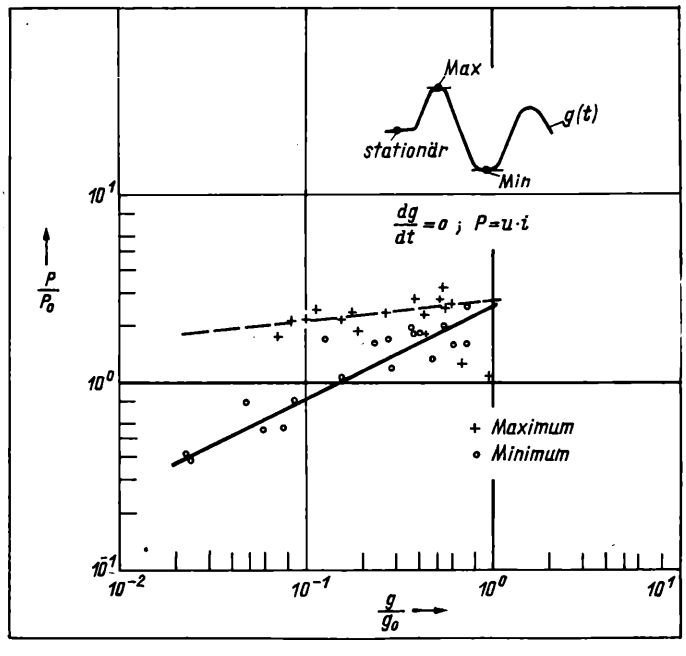


Bild 1. Abhängigkeit der Funktion $P(g)$ von der Steilheit des Stromes nach [4]

2. Das black-box Modell

Der entscheidende Vorteil des black-box-Modells liegt in seiner einfachen Struktur. Es genügt die Messung des Bogenstromes und der Bogenspannung für die Bestimmung der beiden Parameter P (abgeführte Leistung) und τ (Zeitkonstante). Dieser Vorteil darf nur aus zwingenden Gründen aufgegeben werden; es gibt jedoch eine Reihe von Abweichungen zum bisherigen theoretischen Ansatz, die einer kritischen Überprüfung und weiterer Forschungsarbeit bedürfen. Während bei Druckluftschaltern sehr gute Ergebnisse mit dem Modell erzielt wurden, sind bei seiner Anwendung auf SF_6-Schalter Abweichungen vom Potenzansatz für P und τ beobachtet worden.
In [4] wurde dargestellt, daß sich für die abgeführte Leistung einer gegebenen Konstruktion und unter gleichen Versuchsbedingungen bei verschiedenen Steilheiten eines Stroms unterschiedliche Ergebnisse für die Funktion $P(g)$ ergeben (Bild 1). Dabei ist g der Leitwert des Lichtbogens.
Die Bestimmung der Lichtbogenparameter erfolgt im IPH mit der Methode der Stromüberlagerung [1]. Eine Analyse hat ergeben, daß das Ergebnis davon abhängt, ob P im Maximum oder im Minimum des Leitwertes bestimmt wird (Bild 2).

Bild 2. Die Funktion $P(g)$, bestimmt durch die Methode der Stromüberlagerung (Parameter ist die Bestimmung im Maximum oder im Minimum)



Eine Klärung der Abweichungen ist bisher nicht erfolgt, es gibt allerdings eine Reihe von Hinweisen darauf, daß sie mit der Beeinflussung der Gasströmung durch den Lichtbogen zusammenhängen. In [5] werden Bedenken gegen die Approximation der Funktion $\tau\,(g)$ durch eine Potenzfunktion $\tau = \tau_0\, g^a$ erhoben, da die Zeitkonstante bei $g = 0$ ebenfalls gleich Null wäre. Physikalische Vorgänge können aber nicht unendlich schnell verlaufen. Es wird vermutet [5], daß die Zeitkonstante τ einen Wert von etwa 400 ns nicht unterschreitet. Auch hier ist eine Klärung bisher nicht erfolgt.
Mit dem bisher Gesagten könnte ein neuer Ansatz lauten:

$$P = P_0\, g^{\beta^*} \text{ mit } \beta^* = \beta^n \tag{2}$$

$$\tau = \tau_0\,(1 + a \cdot g^a) \tag{3}$$

Dabei berücksichtigt n die Beeinflussung der abgeführten Leistung durch die Strömung und τ_0 wäre der Minimalwert der Lichtbogenzeitkonstante. β und a sind Konstanten.
In jedem Fall ist ein komplizierteres Modell die Folge. Ziel ist es aber, mit einem so veränderten Modell quantitative Vorhersagen der Leistungsgrenze von SF_6-Schaltern mit einer Genauigkeit von $\pm$ 10 % für die Anwender zu erhalten und damit die Anwendung im Prüffeld zu rechtfertigen.

3. Zukünftige Arbeiten im IPH

Das IPH arbeitet auch weiterhin an der Schaffung der Voraussetzungen für die routinemäßige Anwendung der mathematischen Modellierung des Schaltlichtbogens während der Entwicklungsprüfungen. Damit einher gehen theoretische und experimentelle Arbeiten zur Verbesserung des Modells unter Einbeziehung von Strömungsvorgängen und unter Nutzung vor allem optischer Untersuchungsmethoden. Dem Prüfkunden des IPH wird damit eine leistungsfähige und effektive Methode für die Auswertung der Hochleistungsprüfungen in die Hand gegeben werden.

Literatur

[1] *Anke, E.; Mencke, H.; Thiede, F.:* Ein modifiziertes Verfahren zur Bestimmung der Lichtbogenparameter nach der Methode der Stromüberlagerung. ELEKTRIE, Berlin 38 (1984) 9, S. 328—331

[2] *Hänisch, H.; Kuhnhardt, G.; Mencke, H.; Rother, W.:* Die mathematische Modellierung des Schaltlichtbogens als Mittel zur Rationalisierung der Entwicklung von Druckgasschaltern. Wiss.-techn. Mitteilungen des IPH Berlin (1985) 27, S. 3–9

[3] *Anke, E.; Schroth, D.; Töpfer, H.:* Die Anwendung der mathematischen Modellierung des Schaltlichtbogens im Hochleistungsprüffeld. Wiss.-techn. Mitteilungen des IPH Berlin (1986) 29 (in Vorbereitung)

[4] *Schmidt, R.:* Erweiterung phänomenologischer Lichtbogenmodelle für einen SF_6-beblasenen Schaltlichtbogen. Dissertation, RWTH Aachen 1981

[5] *Matsumura, T.; Oppenlander, W. T.; Schmidt-Harms, C. A.; Stokes, A. D.:* A refined Cybernetic model for circuit breaker arcs. 8th International Conference on Gas Discharges and Their Applications. Oxford (1985), S. 69

EA 5714

Fortsetzung von Seite 372

[17] *Buchold, K.; Steyer, W.:* Eine neue synthetische Universalprüfschaltung im Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" Berlin. Wissenschaftlich-technische Mitteilungen IPH, Berlin (1975) 16, S. 4—14

[18] *Kuhnhardt, G.; Giesecke, U.; Wronna, E.:* Sonderprüfungen bei der synthetischen Schalterprüfung im Hochspannungs-Hochleistungs-Prüffeld des IPH Berlin. Wissenschaftlich-technische Mitteilungen IPH, Berlin (1975) 16, S. 18–26

[19] *Glabsch, H.:* Die synthetische Prüfung des Einschaltvermögens von Hochspannungs-Leistungsschaltern im Hochleistungsprüffeld des IPH Berlin. Wissenschaftlich-technische Mitteilungen IPH, Berlin (1984) 26, S. 10—13

[20] *Kuhnhardt, G.:* Neue Verfahren zur Schaltvermögensprüfung von Hochspannungsleistungsschaltern. Dissertation, TH Leipzig 1983

[21] *Slamecka, E.:* Die Weil-Schaltung, eine Schaltung zur Prüfung von Hochspannungs-Leistungsschaltern. AEG-Mitteilungen 43 (1953), S. 280

[22] *Ushio, T.*; u. a.: Considerations of TRV in connection with the modern circuit breaker testing. IEEE Transactions Volume PAS 91 May/June 1972, S. 733

[23] *Kuhnhardt, G.:* Nachbildung niedriger Einschwingspannungsteilheiten bei synthetischer Prüfung von Leistungsschaltern. Wissenschaftlich-technische Mitteilungen IPH, Berlin (1984) 26, S. 3—5

[24] *Stscheglov, P.:* Synthetische Dreikreis-Schaltung zur Prüfung von Hochspannungsschaltern. Bulletin Interelektrotest Nr. 2/1979

[25] *Nakanski, K.:* Verification test of tank-type gas circuitbreakers considering the actual stresses expected in the field. CIGRE-Bericht 13-03/1982

[26] *Dubanton, Ch.:* Synthetische Prüfung von Hochspannungs-Wechselstrom-Leistungsschaltern, dreiphasige Prüfung. Revision der IEC-Publikation 427, IEC-Arbeitsunterlagen 17 A-83 (WG 10) Oktober 1983

EA 5713

Mikrorechnergestützte Meßwerterfassung im Hochleistungsprüffeld des Instituts „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik"

G. Moritz, KDT, Berlin

Eine Prozeßautomatisierung in der Industrie und anderen Zweigen der Volkswirtschaft ist eng mit der Entwicklung der Mikroelektronik und Mikrorechentechnik verbunden. Die Probleme der Optimierung von Großprozessen mit komplexer Struktur erfordern ein leistungsfähiges Rechnersystem, das große Informationsmengen unter Echtzeitbedingungen erfassen und verarbeiten kann. Die Verteilung der Gesamtfunktion des Systems auf parallel arbeitende Multi- oder Peripherie-Mikrorechnerprozessormodule bietet außer einer höheren Systemleistung noch folgende Vorteile:

— Entlastung des zentralen Mikrorechners von zeitkritischen Abläufen
— Aufteilung eines großen zentralen Programmpaketes in mehrere kleinere und damit wartungsfreundlichere Programme
— einfachere Überwachungsmöglichkeiten, Erhöhung der Fehlersicherheit und anderes.

Bei einer digitalen Meßwerterfassung und -verarbeitung in Hochleistungsprüffeldern müssen die digitalisierten physikalischen Größen, wie z. B. Spannung, Strom, Temperatur, Druck und andere zeitsynchron untereinander vorliegen. Bei der Vielzahl der Meßkanäle bietet sich der Einsatz von Mehrrechnersystemen mit zentralem Takt aus den oben genannten Gründen an.

1. Gesamtstruktur

Im Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" wurde ein Meßwerterfassungssystem für langsame ($f_s \leqq 5$ kHz) und mittelschnelle ($f_s \leqq 100$ kHz) Vorgänge konzipiert, das 16 miteinander über eine IEC-(IMS 2-)Schnittstelle kommunizierende Mikrorechner vom Typ K 1520 enthält, die 15 Meßkanäle bedienen [1]. Der als Leitzentrale priorisierte Mikrorechner organisiert den Datentransfer von 15 einheitlich aufgebauten Unterstationen zu einer Grafiksteuereinheit. Die Ausgabe der Meßwertkurven und deren teilautomatisierte Auswertung erfolgt auf einem Farbdisplay. Je Prüfstand ist jeweils 1 Meßwerterfassungssystem vorgesehen.
Die Meßwertverarbeitung erfolgt zentralisiert über ein 16-Bit-Mikrorechnersystem, welches mehrere Meßwerterfassungssysteme bedient. Es soll folgende Aufgaben erfüllen:

— Berechnung von Parametern, die das Meßwerterfassungssystem zeitlich belasten
— Erstellung des Prüfprotokolls aus Textkonserven, Tabellen, ermittelte Meßgrößen und anderes
— Ausplotten der Meßwerte
— Ablage der Meßwerte auf Datenträger.

Die Struktur der einzelnen Komponenten der Meßwerterfassung, -übertragung und -verarbeitung ist im Bild 1 dargestellt, wobei eine analoge Übertragung der Meßwerte über frequenzmodulierte optoelektronische Übertragungsstrecken realisiert wird.

2. Hardwareseitige Struktur des Meßwerterfassungssystems

Der schematische Aufbau des Meßwerterfassungssystems ist aus Bild 2 ersichtlich. Jede Unterstation besteht aus einer zentralen Verarbeitungseinheit (ZRE K 2521), einem Speichermodul bis zu einer Speichertiefe von 64 kByte, einem Analog-Digital-Umsetzermodul (*ADU*), einer optoelektronischen Empfangsbaugruppe (*LLE*) sowie einer IEC-Schnittstelle (*IEC*). Die Leitzentrale enthält eine zentrale Verarbeitungseinheit (*ZRE K 2521*), mehrere Speichermodule mit einer Speichertiefe von jeweils 64 kByte, zwei *IEC*-Schnittstellen

Dr.-Ing. *Günter Moritz* ist Abteilungsleiter im Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" Berlin.

(*IEC*) zur Mehrrechnerkopplung, eine serielle Schnittstelle (*IFSS K7028*) zum Bedienrechner sowie die Grafiksteuerung (Bild 3).
Als Bedienrechner kommt ein Bürocomputer zum Einsatz. Mit Hilfe der Grafiksteuerung ist eine teilautomatisierte bildschirmorientierte Auswertung der Signalverläufe möglich (Bilder 4 und 5).
Die Grafiksteuerung (Bild 3) bildet den Kern des Grafikdisplays. Sie enthält 16 Steckeinheiten (215 mm × 170 mm), die in einer Aufnahme (480 mm × 240 mm × 240 mm) enthalten sind. Sie dient zur Speicherung grafischer bildhafter und alphanumerischer Informationen und zur Darstellung dieser Informationen auf Farb- (oder Schwarz/Weiß-)Monitor. Es können auf 8 Bildspeicherebenen je Ebene jeweils 768 × 512 Bildpunkte gespeichert, bzw. auf dem Monitor in einem verschiebbaren Bildfenster 610 × 512 Bildpunkte dargestellt werden.
Jede der Bildspeicherebenen ist einzeln oder in Gruppen für Schreib- oder Leseoperationen zugelassen, wobei jeder Bildpunkt durch den Steuerrechner frei adressierbar ist. Rechteckige Bildspeicherausschnitte sind zwischen dem Bürocomputer und der Grafiksteuerung übertragbar, indem der Bildspeicherabschnitt durch ein internes Matrixregime adressiert wird.

3. Konstruktiver Aufbau des Meßwerterfassungssystem

Die kleinste konstruktive Einheit ist die Steckeinheit (215 mm × 170 mm). Die Steckeinheiten eines Mikrorechners werden in Steckeinheitensätzen zusammengefaßt, die über ein durchgängiges Bussystem verfügen. Jeweils 2 Steckeinheiten befinden sich in einer Aufnahme (480 mm × 240 mm × 240 mm). Als Stromversorgungsbaugruppen finden Module der Einheitsreihe K 1520 Verwendung, die ebenfalls in einer Aufnahme (480 mm × 160 mm × 240 mm) angeordnet sind. Die insgesamt notwendigen Aufnahmen für Rechnerbaugruppen, davon eine für die Grafiksteuerung sowie 6 Aufnahmen für die Stromversorgung, sind im Rahmen befestigt, die in einem verschließbaren Blechschrank (800 mm × 800 mm × 2000 mm) zu beiden Türseiten schwenkbar eingebaut sind. Primärseitig erfolgt die Speisung über einen kapazitätsarmen Trenntrafo bzw. über Motorgenerator, um Störbeeinflussungen über die Stromversorgung zu minimieren. Die Verteilung der Versorgungsspannungen und der optoelektronischen Strecken für Meßwertinformationen zu den 15 Lichtleitempfängern und für Steuerinformationen zu den 15 Analog/Digital-Umsetzern erfolgt über Kabelbäume, die im Schrank und am Schwenkrahmen befestigt sind. Der beschriebene konstruktive Aufbau gewährleistet eine hohe Servicefreundlichkeit.

4. Softwareseitige Struktur des Meßwerterfassungssystems

Im Meßwerterfassungssystem wird zwischen Systemfunktionsprogrammen, die die Betriebsbereitschaft sichern (z. B. Echtzeitsteuerung, Testroutinen, Serviceroutinen und Datentransfer), und Anwenderfunktionsprogramme, die anwenderspezifische Probleme lösen, wie prüffallspezifische Auswertung der Meßwerte, unterschieden. In den Unterstationen sind nur Systemfunktionsprogramme, in der Leitzentrale und im Bedienrechner sowohl Systemfunktions- als auch anwenderspezifische Programme implimentiert.

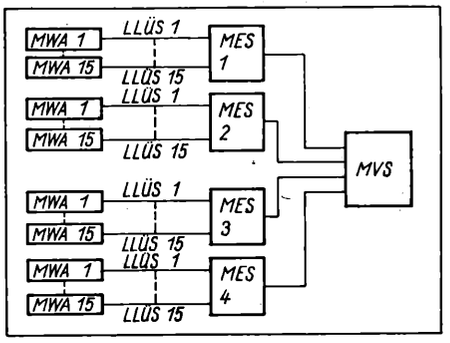


Bild 1. Schematische Darstellung der digitalen Meßwerterfassung, -übertragung und -verarbeitung
MWA Meßwertaufnehmer; *LLÜS* Lichtleitübertragungssystem; *MES* Meßwerterfassungssystem; *MVS* Meßwertverarbeitungssystem

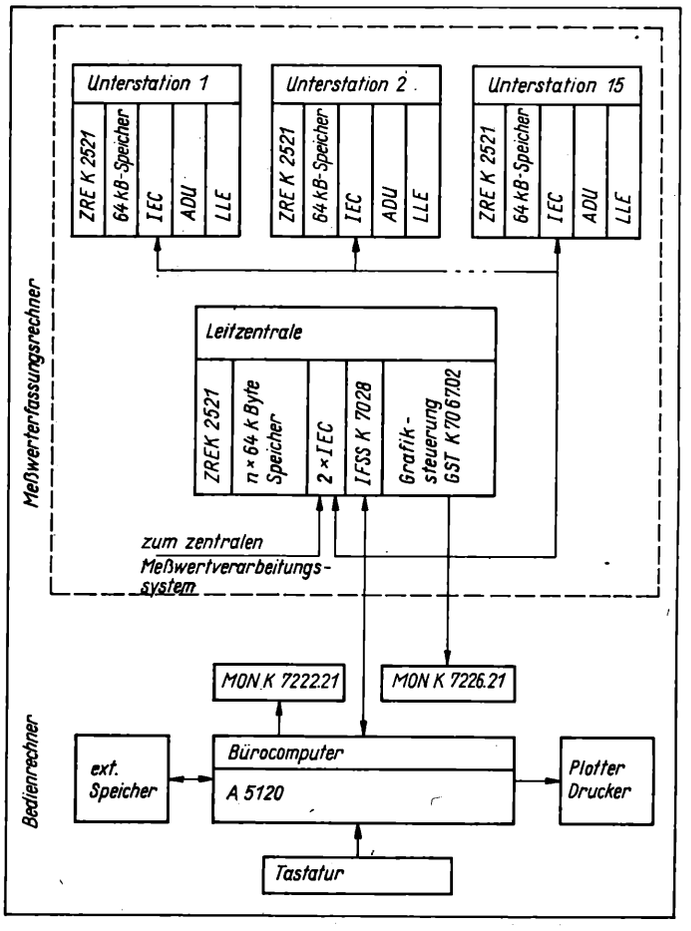


Bild 2. Schematische Darstellung des Meßwerterfassungssystem

Bild 3. Grafiksteuerung

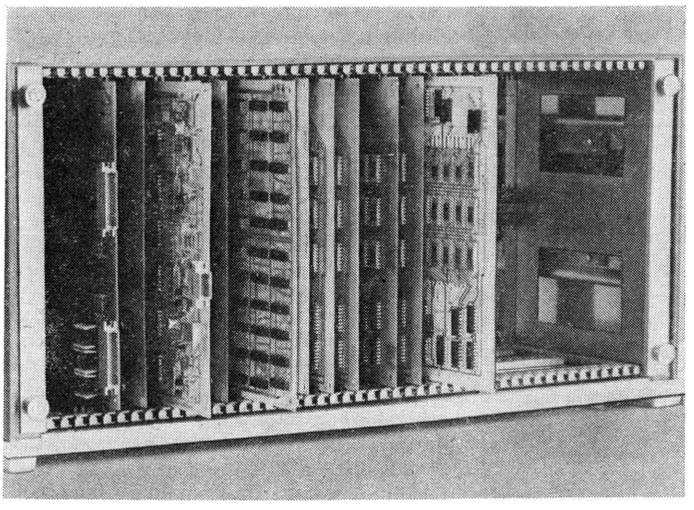
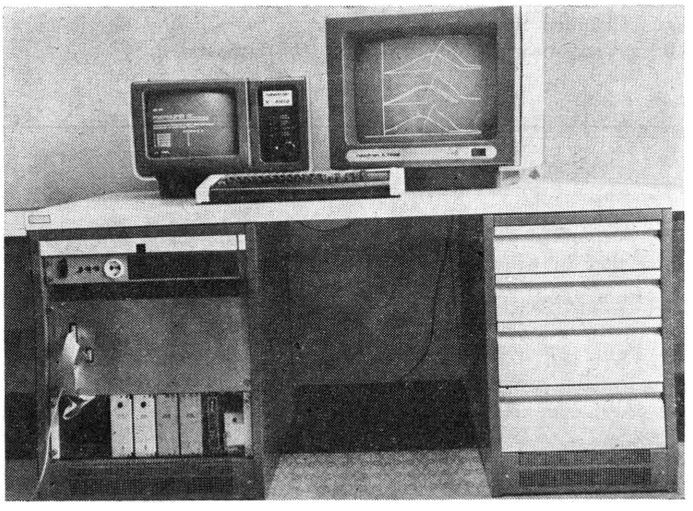


Bild 4. Gesamtansicht des Bedienrechners



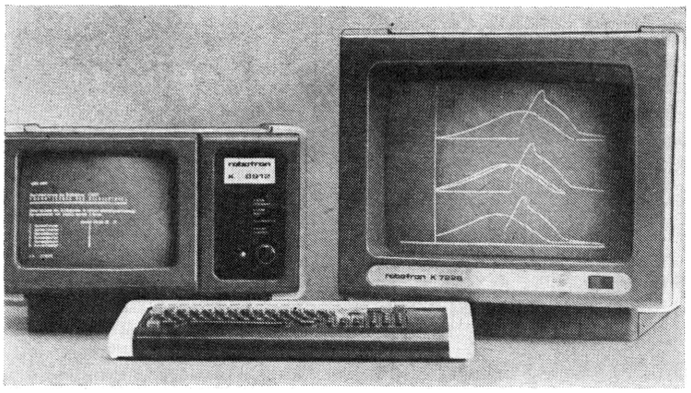


Bild 5. Teilansicht des Bedienrechners

Systemfunktionen

Die Funktionsbeschreibungen sollen die programmtechnischen Zusammenhänge erläutern.

Steuerprogramm

Das Steuerprogramm realisiert für die Leitzentrale und jede Unterstation die

- Organisation der prioritäts- und echtzeitgesteuerten Abarbeitung aller Programme
- Organisation der Interruptbehandlung
- Eigenüberwachung der Systemfunktionen
- Steuerung des Systemanlaufs.

Systemüberwachung und -anlauf

Die Systemüberwachung führt zur Fehlermeldung, wenn Systembestandteile gestört sind. Überprüft werden die Speicher (RAM, ROM), Ein- und Ausgabeports sowie die CPU.
Der Systemanlauf erfordert das Herstellen definierter Anfangsbedingungen in der Leitzentrale und den Unterstationen durch Bedienerkommandos.

Datenübertragung

Der Datenaustausch zwischen der Leitzentrale und allen Unterstationen sowie mit dem zentralen Meßwertverarbeitungssystem erfolgt, asynchron byteseriell, bitparallel nach einem Dreidraht-Handshakeverfahren über einen IEC-(IMS2-)Bus. Die Datenübertragung ist durch Parität und Prüfsumme gesichert. Bei Übertragungsfehlern wird der Übertragungszyklus wiederholt. Die maximale Anzahl der Wiederholungen kann programmtechnisch festgelegt werden.

5. Teilautomatisierte Meßwertdarstellung

Durch die Kunden des IPH wurden spezifische Forderungen zur Darstellung von Meßwertverläufen und deren Auswertbarkeit gestellt. Entsprechend der maximalen Anzahl der an das Meßwerterfassungssystem angeschlossenen Meßkanäle muß eine grafische Darstellung von $\geqq 15$ Meßkanälen auf dem Display ermöglicht werden.
Aus diesem Grunde wurde eine horizontale Aufteilung des Bildschirmes in mehrere Bildfenster (Kurvenfelder) notwendig, da es aus Gründen der Übersichtlichkeit unzweckmäßig ist, mehr als 3 Kurvenverläufe in einem Kurvenfeld darzustellen.

Als Vorzugsvariante wurde die Aufteilung in 6 Kurvenfelder mit der Darstellungsmöglichkeit von jeweils bis zu 3 Meßverläufen gewählt.
Die Meßwertverläufe in einem Bildfenster werden in unterschiedlichen Farben abgebildet, um eine größere Übersichtlichkeit zu gewährleisten.
Zum Aufbau eines Bildes in 4 Farben (3 Kurvenverläufe, Hintergrund) werden 2 Bildspeicherebenen benötigt. Da insgesamt 8 Bildspeicherebenen zur Verfügung stehen, kann deren Aufteilung als Umlaufspeicher organisiert werden:

- 2 Bildspeicherebenen für den sichtbaren Kurvenabschnitt
- 2 Bildspeicherebenen für den unsichtbaren Kurvenabschnitt links vom sichtbaren Bereich
- 2 Bildspeicherebenen für den unsichtbaren Kurvenabschnitt rechts vom sichtbaren Bereich
- 1 Bildspeicherebene für die sichtbare Darstellung des Koordinationssystems und zur Kursordarstellung
- 1 Bildspeicherebene als Reserve.

Damit stehen automatisch Vor- und Nachgeschichte der Kurvenverläufe durch das Umschalten der Bildspeicherebenen zur Verfügung. Im Hintergrundregime erfolgt das automatische Beschreiben der freiwerdenden Bildebenen mit der Fortsetzung der Kurvenverläufe.
Für das sichtbare Bild werden 610×492 Bildpunkte beschrieben, davon 500×492 für die Darstellung der Meßkurven, 110×492 für alphanumerische Informationen am linken Bildrand. Ein Streifen von 610×20 Bildpunkten am unteren Bildrand dient zur Skalierung der Zeitachse.
Die Information zum Bildaufbau (Anzahl der Kurvenverläufe, Anzahl der Kurven pro Bildfenster, farbliche Zuordnung der Meßkurven, Koordinatensystem u.a.) werden in Abhängigkeit vom Prüffall über eine Softwareschnittstelle vom übergeordneten Programm übergeben.
Die Bildführung erfolgt interaktiv über Menü auf dem Bildschirm des Bürocomputers. 2 Kursoren gestatten die Auswertung der aufgezeichneten Meßkurven. Die durch die Kursorposition repräsentierten Meßwerte werden als physikalische Größe im entsprechenden Textfeld gleichfarbig wie die dazugehörige Meßkurve angezeigt. Die zeitliche Dehnung (bis zu 16fach) der Meßwertverläufe ist um die aktuelle Kursorposition möglich und gestattet damit eine sehr hohe Auflösung.

6. Ergebnisse und Nutzeffekt

Der Einsatz rechnergestützter Meßwerterfassungs- und -vearbeitungssysteme in Hochleistungsprüffeldern schafft die Voraussetzungen für die Entwicklung optimierter Geräte und Anlagen durch die Bereitstellung der Prüfergebnisse in kürzerer Zeit und höherer Qualität.
Das dargestellte Meßwerterfassungssystem, als erste Stufe der Gesamtlösung, ermöglicht die unmittelbare Auswertung ausgewählter Parameter von $\leqq 15$ Signalvorgängen nach dem Prüfstoß in einem teilautomatisierten bildschirmorientierten Betrieb in hoher Qualität.

Literatur

[1] *Moritz, G.:* Digitale Meßwertverarbeitung im Hochleistungsprüffeld der DDR in Berlin. Wiss. techn. Mitt. des IPH, Berlin (1985) 28, S. 13–17

EA 5715

Fortsetzung von 364

Schwerpunkte der gegenwärtigen IEC-Arbeit sind die Überarbeitung der

- Publ. 56 Teil 1 bis 6 Hochspannungsleistungsschalter
- Publ. 427 Synthetische Prüfverfahren für HS-Leistungsschalter
- Publ. 420 HS-Lastschalter/Sicherungs-Kombinationen
- Publ. 466 Isolierstoffgekapselte Schaltfelder $\leqq 52$ kV

sowie die Ausarbeitung neuer IEC-Standards für

- Hochspannungslastschalter $\geqq 52$ kV [17 A (Sekr.) 246]
- Zusätzliche Forderungen an gekapselte Schaltanlagen für erschwerte klimatische Bedingungen [17 C (Sekr.) 78]
- HS-Prüfungen für gasisolierte Schaltfelder vor Ort [17 C (Zentralbüro) 49].

Das IPH ist bestrebt, seine internationalen Beziehungen auf allen Gebieten weiter auszubauen und dabei besonders der Vertiefung und Festigung der bestehenden Zusammenarbeit im RGW Aufmerksamkeit zu schenken und durch Erhöhung des Kooperationsgrades den Zielen des „Programms der wissenschaftlich-technischen Zusammenarbeit bis zum Jahr 2000" der RGW-Länder durch Mitbestimmung des internationalen Stands der Hochleistungsprüf- und -meßtechnik in hohem Maße zu dienen. EA 5712

Beiträge zur rechnergestützten Schalterentwicklung[1)]

W. Rother; V. Bergmann, Ilmenau; H. Drebenstedt, Berlin

Mitteilung aus der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Elektrotechnik

Zum 30. Gründungsjubiläum des Institutes „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" Berlin

1. Problemstellung

Die Eigenschaften des Gases Schwefelhexafluorid (SF_6) haben heute dazu geführt, daß in Hochspannungsleistungsschaltern überwiegend als Schaltgas SF_6 eingesetzt wird. Unter diese Eigenschaften sind besonders das gute elektrische Isoliervermögen, die hohe Elektronenaffinität des SF_6 und seiner Zerfallsprodukte bei Plasmatemperaturen sowie die gute Wärmeleitfähigkeit zu zählen. Die letzten beiden Eigenschaften haben ein gutes Löschvermögen und eine schnelle Wiederverfestigung der Schaltstrecke nach dem Ausschalten zur Folge. Insgesamt kann man mit SF_6 die höchste Elementespannung, derzeitig mindestens 245 kV, erzielen, was sich bei hohen Nennspannungen günstig auf das Masse-Leistungsverhältnis auswirkt.

Da SF_6 bei den hohen Drücken, die in der Schaltkammer zur Erzeugung der Überschallströmung notwendig sind, bereits bei Temperaturen zur Verflüssigung neigt, für die der Schalter noch einsetzbar sein muß, wird für SF_6-Schalter das Eindruckprinzip angewandt. Man spricht in diesem Zusammenhang auch von einem Blaskolbenschalter.

Der Ablauf eines Ausschaltvorganges soll, soweit es für das Verständnis des Nachfolgenden notwendig ist, an Hand des Bildes 1 erläutert werden: Nach der Auslösung des Antriebes bewegt sich die Schaltstange mit der Löschdüse (*3*) und dem Tulpenkontakt nach unten. Dadurch wird SF_6-Gas im Kompressionsraum (*1*) verdichtet, weil es noch nicht durch die Düsenengstelle (*4*) abströmen kann. Erst wenn der Gegenkontakt die Engstelle freigibt, strömt das Gas an dem beim Trennen der Kontaktstücke entstandenen Lichtbogen vorbei in den Gehäuseraum (*2*). Für die Berechnung des gesamten Ausschaltvorganges sind 6 Phasen zu unterscheiden:

1. Vorkompression bis zur Kontakttrennung
2. Hochstromlichtbogen im ruhenden Gas, vor Freigabe der Düsenengstelle
3. Hochstromlichtbogen unter dem Einfluß der Düsenströmung, eventuell mit Düsenverstopfung durch den Lichtbogen
4. Lichtbogen kurz vor dem Stromnulldurchgang unter dem Einfluß der Düsenströmung
5. Restplasma nach dem Stromnulldurchgang, Fließen eines Nachstromes — Möglichkeit des thermischen Wiederzündens
6. Heißgaskanal nach dem Abklingen des Nachstromes — Möglichkeit des dielektrischen Wiederzündens.

Eine zumindest näherungsweise Berechnung aller 6 Phasen auf der Basis physikalisch-mathematischer Modelle kann Aussagen liefern für eine optimale Gestaltung der Schaltkammergeometrie und des Strömungsverlaufes zur Erreichung eines vorgegebenen Schaltvermögens. Bereits aus den ersten 3 Phasen lassen sich wichtige Aussagen über das Zusammenwirken von Schalterantrieb und Schaltkammer gewinnen für die Bemessung eines neuen Antriebs bei vorgegebener Schaltkammer. Insgesamt stellen physikalisch-mathematische Modelle für die oben angeführten Vorgänge in der Schaltkammer wichtige Komponenten bezüglich einer rechnergestützten Schalterentwicklung dar mit folgenden Zielstellungen:

— Verkürzung der Entwicklungszeit
— Einsparung von Experimenten und Prüfschichten
— Schaffung optimaler Lösungen.

An der TH Ilmenau hat man die Entwicklung geeigneter Modelle über Jahre hinaus erfolgreich betrieben. Nachfolgend soll ein Überblick zum erreichten Stand gegeben werden.

2. Modelle zur Beschreibung des Schaltvorganges

2.1. Modell mechanischer und thermodynamischer Vorgänge in Blaskolbenschaltern (Schaltermodell) [1] [2] [3]

Schwerpunkt dieses Modells ist die Ermittlung der Veränderung der Drücke p_K und p_G im Kompressionsvolumen V_K und im Gehäusevolumen V_G während des gesamten Ausschaltvorganges. Hierbei müssen die Vorgänge der oben beschriebenen Phasen 1 bis 3 berücksichtigt werden. Das elektrische Verhalten der Schaltkammer während der Phasen 4 bis 6 wird nicht untersucht. Hierfür wurde ein dynamisches Lichtbogenmodell entwickelt, welches im nächsten Abschnitt beschrieben wird.

Die Verläufe der zu ermittelnden Drücke sind von der konstruktiven Gestaltung der Schaltkammer, dem Druck und der Temperatur der Gasfüllung, der Weg-Zeit-Charakteristik der Ausschaltbewegung und dem Verlauf des zu schaltenden Stromes abhängig. Sie sind nicht nur entscheidend für die Gewährleistung einer ausreichenden Beblasung des Schaltlichtbogens. Sie bestimmen auch die Gestaltung des Schalterantriebes, da dieser neben der Kontaktbewegung ebenso die Kompression des Gases im Volumen V_K zu realisieren hat. Durch die Wirkung des Hochstrombogens ist besonders der Kompressionsraumdruck P_K stark von der Höhe des Stromes und der Lichtbogendauer abhängig. Dies ist beim Entwurf eines Antriebes zu berücksichtigen. Für die Lösung dieser komplizierten Aufgaben stellt das nachfolgend beschriebene Modell eine wesentliche Unterstützung dar.

Bei der Berechnung der zeitlichen Verläufe der Drücke p_K und p_G werden diese im jeweiligen Volumen als ortsunabhängig angenommen. Unter Vernachlässigung einer möglichen Strömungsrelaxation werden der Lichtbogen und die Kaltgasströmung als quasistationär berechnet. Hierbei muß im Gegensatz zu dem im Abschnitt 3.2. beschriebenen Modell ihre wechselseitige Beeinflussung berücksichtigt werden.

Die zeitliche Änderung der Drücke ist abhängig von

— der Änderung der Gasdichte ϱ (wegen der Volumenveränderungen infolge der Kompressionsbewegung)
— der Änderung der Gasmasse m_K bzw. m_G im jeweiligen Volumen (infolge der Gasströmung vom Kompressions- zum Gehäusevolumen durch die Löschdüse)
— der Änderung der Temperatur des Gases (wegen der Änderung der Dichte und infolge der Einwirkung des Lichtbogens).

Jedes der beiden Volumen V_K und V_G stellt für sich betrachtet wegen der zeitlichen Änderung der jeweiligen Gasmassen ein offenes thermodynamisches System dar. Die Temperaturänderung $\mathrm{d}T/\mathrm{d}t$ in einem solchen System läßt sich mittels der Differentialgleichung beschreiben:

$$\frac{\mathrm{d}T}{\mathrm{d}t} = \frac{\frac{\mathrm{d}Q}{\mathrm{d}t} - p\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} + \frac{pV}{m}\dot{m} + (h_q - h)\,\dot{m}}{\cdots} \cdots$$

$$\cdots \frac{-T^2\left(\frac{\partial}{\partial T}\frac{p}{T}\right)_\varrho \left(\frac{\mathrm{d}V}{\mathrm{d}t} - \frac{V}{m}\dot{m}\right)}{c_V \cdot m} \qquad (1)$$

Q vom Lichtbogen zugeführte Energie
$\dot{m} = \mathrm{d}m/\mathrm{d}t$ Massendurchsatz der Gasströmung
hq Enthalpie des zuströmenden Gases
h Enthalpie des Gases im zu berechnenden Volumen V
c_V spezifische Wärme bei konstantem Volumen

Die für die Bestimmung der Dichte ϱ benötigte Größe des Volumens kann leicht mittels des im Bild 1 dargestellten vereinfachten Schemas der Schaltkammergeometrie und der vorgegebenen oder ebenfalls zu berechnenden Weg-Zeit-Kennlinie der Ausschaltbewegung ermittelt werden, die aktuelle Gasmasse ergibt sich aus der Integration des Massendurchsatzes $\dot{m}$.

Mit Hilfe der Zustandsgleichung für SF_6 kann dann aus Dichte und Temperatur der jeweilige Druck bestimmt werden.

Während der Zeitabschnitte ohne Lichtbogeneinwirkung (Phasen 1 und 6) kann der Massendurchsatz der Gasausströmung aus dem Volumen V_K unter Berücksichtigung möglicher Strömungsablösungen

Prof. Dr. sc. nat. *Wolfgang Rother* ist Inhaber des Lehrstuhles „Plasma- und Schalttechnik" an der Sektion Elektrotechnik der TH Ilmenau. Dr.-Ing. *Volker Bergmann* ist Oberassistent am Wissenschaftsbereich „Plasma- und Schalttechnik" der Sektion Elektrotechnik der TH Ilmenau. Dipl.-Ing. *Helmut Drebenstedt* ist Entwicklungsingenieur im VEB Transformatorenwerk „Karl Liebknecht" Berlin.

[1)] Die Arbeiten wurden im Auftrag und mit Unterstützung der FKG ELTRA durchgeführt.

in der Engstelle der Löschdüse mittels der bekannten Gleichungen für eine eindimensionale adiabatische Strömung [4] berechnet werden.

Im Laufe einer Ausschaltung können drei Grundtypen eines Bogens auftreten: Der unbeströmte Bogen (Phase 2), der beströmte, konvektionsbestimmte Bogen und — bei auftretender Düsenverstopfung — der verdampfungsbestimmte Bogen. Zur Beschreibung eines jeden werden unterschiedliche Modellansätze verwendet [1].

Die dem Gas im jeweiligen Volumen durch den Bogen zugeführte Wärmeleistung $\mathrm{d}Q/\mathrm{d}t$ wird aus der im Bogen umgesetzten elektrischen Leistung unter Berücksichtigung der Energietransportmechanismen Strahlung und Konvektion mittels zweier empirisch zu bestimmender Konstanten ermittelt. Hierfür ist die Berechnung der Feldstärkeverteilung bzw. der Bogenspannung notwendig. Der unbeströmte und der verdampfungsstabilisierte Bogen werden durch einfache Modelle von *Lowke* [5] bzw. *Niemeyer* [6] beschrieben. Der Massendurchsatz $\dot{m}$ der Düsenanordnung ist bei Auftreten dieser Bogentypen Null.

Liegt ein beströmter Bogen vor, so wird der Lichtbogenquerschnitt A_B mittels einer Gleichung nach *Lowke* [7] berechnet:

$$A_B(z) = 8{,}556 \cdot 10^{-5} \sqrt{\frac{z\,(1-f)}{M(z)\,p(z)}} \cdot I_B \qquad (2)$$

z Entfernung zur stromaufwärts gelegenen Elektrode in m
M, p Machzahl und Druck (in Pa) der Kaltgasströmung an der Stelle z
I_B Bogenstrom in A
f Strahlungsverlustkonstante
A_B Querschnittsfläche des Bogens in m².

Die den Bogen umgebende Kaltgasströmung wird als isotherm angenommen [8]. Durch iterative Lösung der dafür geltenden Gleichungen gemeinsam mit Gleichung (2) können unter Berücksichtigung des Einflusses der eigenmagnetischen Kompression des Bogens vor der stromaufwärts gelegenen Elektrode und der Wirkung eines senkrechten Verdichtungsstoßes und der hieraus resultierenden Strömungsablösung in der den Bogen umgebenden Kaltgasströmung die axialen Verteilungen des Bogenradius und der Feldstärke bestimmt werden.

Bei der Berechnung des Massendurchsatzes ist der Beitrag des strömenden Plasmas im Bogen wegen seiner sehr kleinen Dichte zu vernachlässigen. Nur im vom Bogen freigelassenen, vom Kaltgas durchströmten Teil des Düsenquerschnittes erfolgt ein nennenswerter Massentransport.

2.2. Physikalisch-mathematisches Modell des Schaltlichtbogens für den Stromnulldurchgangs-Bereich (*pm*-Modell [9])

Die nachfolgenden Ausführungen beziehen sich auf die Modellierung der Phasen 4 bis 6 des Ausschaltvorganges. Dieser Bereich beginnt vor Stromnull bei Stromstärke von etwa 1000 A. Der Querschnitt des Schaltlichtbogens ist dann klein gegenüber dem der Düse, so daß man mit einer vom Lichtbogen nicht mehr beeinflußten Kaltgasströmung rechnen kann. Umgekehrt wirkt natürlich die Kaltgasströmung durch den in der Düsenanordnung erzeugten Druckverlauf, Turbulenzerscheinungen sowie Strahlablösung und Stoßwellen auf den Schaltlichtbogen und damit über die Phasen 4, 5 und 6 auf das Schaltvermögen ein.

Beim *pm*-Modell wird von den Erhaltungssätzen für Energie, Impuls und Masse ausgegangen. Um einerseits den Rechenaufwand in vertretbaren Grenzen zu halten und andererseits den Einfluß der Düsengeometrie auf das Schaltvermögen untersuchen zu können, wurden die Bilanzgleichungen über dem Radius integriert und damit ein sogenanntes Kanalmodell erhalten [9] [10] [11] mit folgenden partiellen Differentialgleichungen:

Energiebilanzgleichung

$$\varrho \frac{\partial h^0}{\partial t} + \varrho v_z \frac{\partial h^0}{\partial z} + \varrho v_r \frac{\partial h^0}{r \partial_r} = GE - U + \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left[(\lambda + \lambda_t) r \frac{\partial T}{\partial r}\right] \qquad (3)$$

mit $h^0 = h + v_z^2/2$

Impulsbilanzgleichung

$$\varrho \frac{\partial v_z}{\partial t} + \varrho v_z \frac{\partial v_z}{\partial z} + \varrho v_r \frac{\partial v_z}{\partial r} = -\frac{\partial p}{\partial z} + \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}\left[(\eta + \eta_t) r \frac{\partial v_z}{\partial r}\right] \qquad (4)$$

Kontinuitätsgleichung

$$\frac{\partial p}{\partial t} + \frac{\partial \varrho v_z}{\partial z} + \frac{1}{r}\frac{\partial}{\partial r}(\varrho r v_r) = 0. \qquad (5)$$

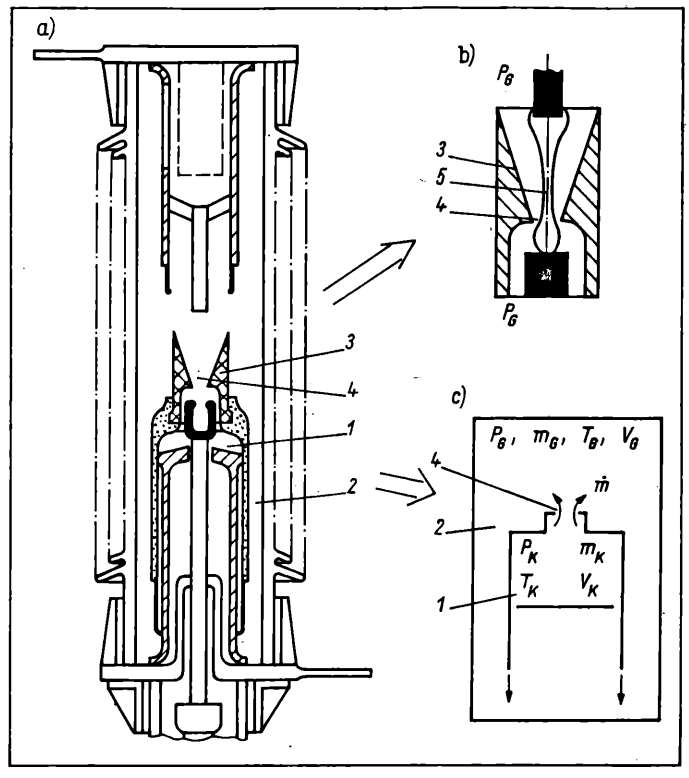


Bild 1. Schaltkammer eines HS-Leistungsschalters [1] und der Rechnung zugrunde gelegte Modelle

a) Schematischer Schnitt durch eine Schaltkammer in Schaltstellung „AUS" *b*) Modell der Düsenanordnung; *c*) Modell der Kompressionseinrichtung
1 Kompressionsvolumen V_K; *2* Gehäusevolumen V_G; *3* Löschdüse; *4* Düsenengstelle; *5* Lichtbogen

E elektrische Feldstärke
v Geschwindigkeit
G elektrische Stromdichte
η dynamische Viskosität
h spezifische Enthalpie
p Gasdruck
ϱ Massendichte
U Strahlungsdichte
λ Wärmeleitfähigkeit
T Temperatur

Die Lösung liefert die axiale Verteilung und den zeitlichen Verlauf der Querschnittsfläche A, der mittleren Temperatur T und der mittleren Plasmaströmungsgeschwindigkeit v_z im Lichtbogenkanal.

Die Abarbeitung der Rechnung erfolgt in 3 Etappen:

1. Unter Annahme eines konstanten Stromes werden die Anfangsbedingungen für die nachfolgende Etappe bestimmt.
2. Der sinusförmige Stromverlauf im SND-Bereich wird durch eine Stromrampe nachgebildet, und es wird bis zum Stromnulldurchgang gerechnet (Phase 4).
3. Der Anstieg der Einschwingspannung wird durch eine Spannungsrampe nachgebildet. In Unterprogrammen werden die Bedingungen für die thermische und die dielektrische Wiederzündung in diesem Zeitbereich überprüft (Phase 5 und 6). Die Steilheit der Einschwingspannung wird iterativ so lange verändert, bis das Grenzausschaltvermögen für eine vorgegebene Genauigkeit erreicht ist.

Als Randbedingungen für die Lösung des Differentialgleichungssystems werden die Größen T, A, v am strömungsaufwärts gelegenen Rand der Bogensäule verwendet. Entsprechend den physikalischen Gegebenheiten wird bei ihrer Bestimmung eine Stromabhängigkeit berücksichtigt.

Wegen der vorgenommenen Vereinfachungen bei der Beschreibung der realen Verhältnisse in der Schaltkammer sowie infolge des Fehlens exakter Beschreibungsmöglichkeiten bestimmter Vorgänge, wie z. B. der Turbulenz, ist die Verwendung von Konstanten im Modell nötig. Diese werden aus Messungen bestimmt. Die Erfahrung zeigt, daß die Konstanten nur von der Gasart abhängen [9].

Die Anfangsbedingungen für die Berechnung des SND-Verhaltens werden in der 1. Etappe (Quasistationarität) ermittelt. Ausgehend

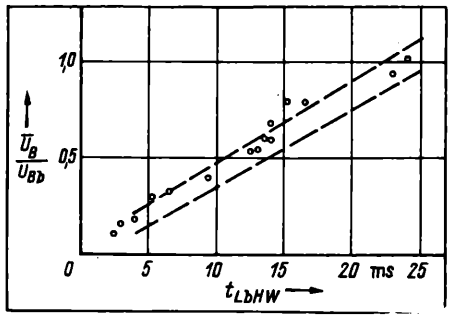


Bild 2. Über die Halbwelle gemittelte Bogenspannung U_B als Funktion der Lichtbogenzeit bis zum Halbwellenende t_{LBHW}, U_{Bb} Bezugswert
– – – Streuband der Meßwerte
o berechneter Wert

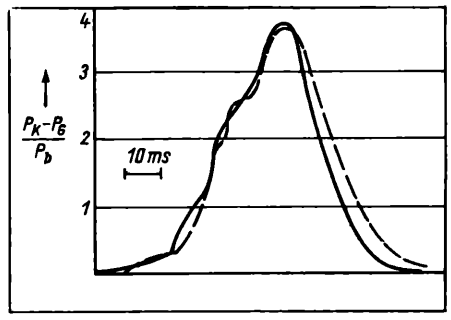


Bild 3. Vergleich von gerechneten und gemessenem Verlauf der Differenz der Drücke p_K—p_G während einer Ausschaltung in Abhängigkeit von der Zeit; P_b Bezugswert; I_{eff} = 50 kA; t_{Lb} = 24 ms
– – – Messung
——— Rechnung

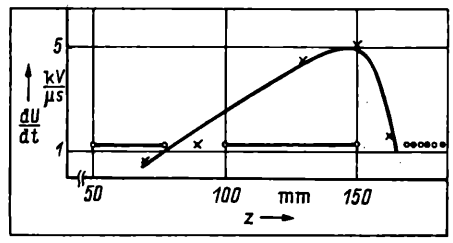


Bild 4. Abhängigkeit der kritischen Spannungssteilheit von der Stellung der angeströmten Elektrode (Z)
Z = 0 mm Gegenelektrode
Z = 20 mm Engstelle der Düse
0, o Messung; × Rechnung
o Widerzündung, · Löschung } Messung bei I_{eff} = 40 kA

von willkürlich angenommenen Verteilungen für $T(z)$, $A(z)$ und $V(z)$ liefert das Modell für einen vorgegebenen konstanten Strom genügender Höhe die benötigten stationären Verteilungen. Im Zeitbereich der Spannungsbeanspruchung der Schaltstrecke (3. Etappe) werden in Unterprogrammen die Bedingungen für das thermische und das dielektrische Wiederzünden einbezogen.

Grundlage des thermischen Wiederzündens sind die energetischen Verhältnisse im Restplasma des Schaltlichtbogens unmittelbar nach dem Stromnulldurchgang, die durch die Verlustleistung und die infolge Nachstrom sowie Einschwingspannung zugeführte Leistung bestimmt werden. Im Rechenprogramm erfolgt in dieser Phase die Bestimmung der abklingenden Plasmatemperatur bis zu Werten von 4000 K (minimale Temperatur entlang der Schaltstrecke). Anhand des zeitabhängigen Nachstrom- und Leitwertverlaufes bzw. vorgegebener Grenzwerte wird in dieser Phase die Entscheidung über die thermische Wiederzündung getroffen.

Das Auftreten einer dielektrischen Wiederzündung ist vom Verhältnis der Spannungsfestigkeit der sich regenerierenden Strecke (Heißgaskanal nach Verschwinden des Nachstromes) zur Spannungsbelastung durch die Einschwingspannung abhängig. Ist die Belastung größer als die Festigkeit, kommt es meist aus einer Streamerentladung heraus zu einem Durchschlagen der Strecke. Entsprechend dem internationalen Wissensstand [12] [13] [14] wird zur Berücksichtigung der näherungsweise nur von der Temperatur und dem Druck abhängigen Spannungsfestigkeit E von SF_6 das Paschengesetz herangezogen:

$$E = E_0 \frac{T_0}{T} \frac{p}{p_0} \tag{6}$$

mit $E_0 = 86{,}6\ \mathrm{kV \cdot cm^{-1}}$ für $T_0 = 300$ K, $p_0 = 0{,}1$ MPa.

Die Berechnung der zeitlich-örtlichen Temperaturverteilung im Heißgaskanal in der Phase des stromlosen Temperaturabklingens bildet die Voraussetzung, die maximale Temperatur entlang der Achse zwischen den Elektroden in jedem Zeitschritt zu bestimmen und damit die elektrische Festigkeit entsprechend Gl. (6) zu ermitteln. Diese wird dann verglichen mit der Beanspruchung durch das äußere elektrische Feld, dessen axiale Verteilung entsprechend der konkreten Elektrodengeometrie in das Programm einzugeben ist.

Das vorgestellte *pm*-Modell benötigt für einen Jobdurchlauf eine Rechenzeit von etwa 40 Minuten (EC 1056), der Speicherplatzbedarf beträgt 200 K Byte.

3. Ergebnisse

3.1. Schaltermodell

Eine wichtige Voraussetzung für eine richtige Berechnung des Kompressionsdruckverlaufes ist die genügend genaue Erfassung des Lichtbogenverhaltens. Bild 2 zeigt den Vergleich der über eine Halbwelle gemittelten berechneten Bogenspannungen in Abhängigkeit von der Lichtbogenzeit bis zum Halbwellenende mit dem Streuband der entsprechenden aus Messungen ermittelten Werte. Ein Vergleich von gemessenem und berechnetem Verlauf der Differenz der Drücke im Kompressions- und Gehäusevolumen p_K und p_G während einer Ausschaltung zeigt Bild 3. Bei kleineren zu schaltenden Strömen bzw. kürzeren Lichtbogenzeiten ist das erreichte Druckmaximum niedriger. Aus der berechneten Druckdifferenz ergibt sich die für die Kompression des Gases aufzubringende Kraft. Mittels der Weg-Zeit-Kennlinie kann auch die zur Beschleunigung bzw. Abbremsung der bewegten Massen erforderliche Kraft bestimmt werden. Beide Kräfte ergeben gemeinsam mit der (nur abschätzbaren) Reibkraft die vom Schalterantrieb aufzubringende Antriebskraft.

Es ist möglich, das vorgestellte Modell der Schaltkammer mit einer ebenfalls entwickelten mathematischen Beschreibung des jeweiligen Antriebes (Federspeicher-, ölhydraulischer oder Druckluftantrieb) zu verbinden. In diesem Fall wird auch die Weg-Zeit-Kennlinie des bewegten Systems berechnet. Hierdurch wird es möglich, die Wechselwirkung zwischen Antrieb und Schaltkammer rechnerisch zu untersuchen [1] [2].

Ein weiterer Anwendungsbereich des Modells ist die Bestimmung der Randbedingungen, wie z. B. Elektrodenstellung und Druckverhältnis im Löschsystem im Zeitbereich um Stromnull, welche als Eingabegrößen für das im folgenden beschriebene dynamische Lichtbogenmodell benötigt werden. Hierfür ist allerdings eine weitere Qualifizierung der Berechnung der komplizierten Strömungsverhältnisse in der Löschdüse erforderlich.

3.2. *pm*-Modell

Man pflegt *pm*-Modelle einer ersten Prüfung zu unterziehen, indem geprüft wird, ob sie grundsätzliche Einflüsse auf das Schaltvermögen richtig wiedergeben, wie z. B. die Art des Schaltgases oder den Schaltkammerdruck. Über entsprechende Rechnungen wurde a. a. Stelle berichtet [10] [11]. Das Leistungsvermögen des an der TH Ilmenau entwickelten *pm*-Modells soll anhand des Bildes 4 demonstriert werden. Bei einem vorgegebenen Ausschaltstrom von 40 kA wird das Schaltvermögen durch die Angabe der Spannungssteilheit der Einschwingspannung beschrieben, die gerade noch nicht zum Wiederzünden führt. Die Strömungsbehinderung durch die bewegte Elektrode und der zeitliche Verlauf des Kompressionsdruckes (Bild 3) lassen das Schaltvermögen als Funktion der Stellung der bewegten Elektrode ein Maximum durchlaufen. Wie das Bild zeigt, ist die Theorie in guter Übereinstimmung mit Prüffeldmessungen.

Oben wurde bereits ausgeführt, daß es eine Aufgabe des sogenannten Schaltermodells ist, die Randbedingungen für das *pm*-Modell zu liefern. Umgekehrt kann man bei vorgegebenem Schaltvermögen aus dem *pm*-Modell ableiten, welche Druckverhältnisse in der Schaltkammer im SND-Bereich vorliegen müssen. Hieraus lassen sich dann mit dem Schaltermodell Optimierungsaussagen für den Antrieb ableiten.

4. Experimentelle Untersuchungen am Schaltlichtbogen

Zur Überprüfung der entwickelten Modelle sind entsprechende Messungen unerläßlich. Die im Abschnitt 3. beschriebenen Vergleiche der rechnerischen Ergebnisse mit am Schalter gewonnenen Meßwerten stellen natürlich für die Beurteilung der Brauchbarkeit eines mathematischen Modells das wichtigste Kriterium dar. Auf dem Weg zum komplexen Modell treten jedoch Detailfragen auf, die günstiger in Laborexperimenten geklärt werden können.

Eine solche Experimentieranlage muß in diesem Fall die Untersuchung von Lichtbögen in einer SF_6-Strömung gestatten, es müssen Stromstärken im kA-Bereich zur Verfügung stehen, die treibende Spannung muß so hoch sein, daß es auch im SND-Bereich zu keiner Stromverformung kommt und letztlich muß die Schaltstrecke nach dem SND mit einer entsprechenden Einschwingspannung belastet werden können.

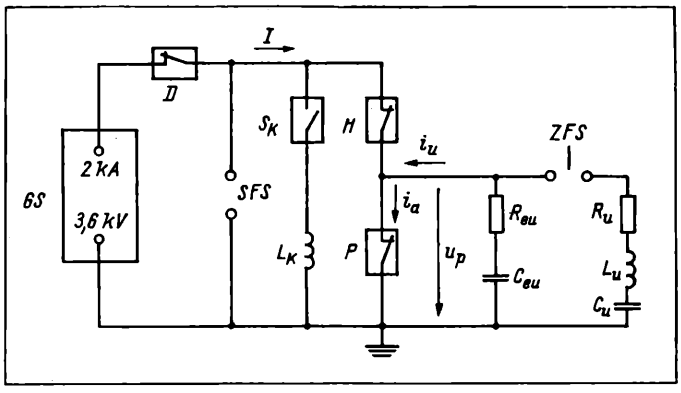


Bild 5. Synthetische Prüfschaltung, bestehend aus Hochstrom- und Hochspannungskreis

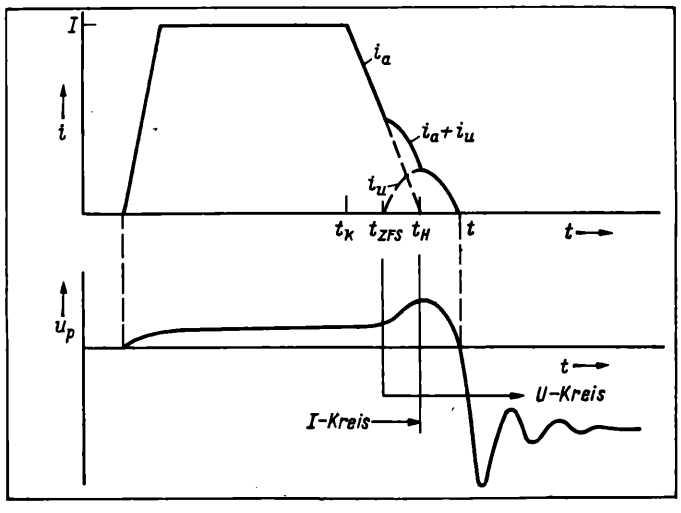


Bild 6. Typische Strom-Spannungsverläufe einer Prüfung

Das Leistungsprüffeld der Sektion ET ist zwar das größte seiner Art an einer Technischen Hochschule der DDR, ist jedoch nur für NS-Prüfungen konzipiert [16]. Es wurde daher eine synthetische Schaltung (Bild 5) [15] [19] aufgebaut unter Nutzung des GS-Teils des Prüffeldes (Prüfstrom: max. 25 kA, Prüfspannung: 250 bis 3160 V). Typische Strom-Spannungs-Verläufe zeigt Bild 6. Die Prüfschaltung besteht aus dem Hochstrom- und dem Hochspannungskreis.

Zum Zeitpunkt t_K kommutiert der aus einer Gleichstromversorgung stammende und durch den Prüfling P fließende Strom I in den Zweig S_K, L_K, so daß der Strom i_a zu Null geführt wird. Entsprechend dem Stromüberlagerungsprinzip wird zum Zeitpunkt t_{ZFS} aus dem Hochspannungskreis ein Strom i_u mit einer Frequenz größer als 50 Hz in den Prüfzweig eingespeist. Zur Zeit t_H trennt der Hilfsschalter H den Hochstromkreis vom Prüfling. Nach dem Verlöschen des Stromes $i_a + i_u$ erfolgt verzögerungsfrei die Beanspruchung durch die Einschwingspannung. Die Stromänderungsgeschwindigkeit di_a/dt wird durch L_K dem Verlauf des Netzstromes im SND-Bereich angepaßt. Die Steilheit der Einschwingspannung läßt sich mit den Bauelementen R_{eu}, C_{eu}, R_u, L_u, C_u einstellen. Messungen an der Experimentieranlage an SF_6-beströmten Lichtbögen in den Phasen 4 und 5 wurden benutzt, um die Anwendbarkeit des integralen Lichtbogenmodells (Black-box-Modell) [17] auf SF_6-Schaltlichtbögen genauer zu untersuchen. Durch die Verwendung einer neuen Auswertemethode [18] konnten wichtige Aussagen über den Einfluß der Stromsteilheit auf die sogenannten charakteristischen Funktionen des integralen Lichtbogenmodells und über die Abhängigkeit des Ausschaltverhaltens von der Düsengeometrie abgeleitet werden [15]. Der Schwerpunkt zukünftiger Arbeiten mit dieser Experimentieranlage werden Messungen während der Hochstromphase (Phase 1 bis 3) sein.

5. Zusammenfassung

Rechnergestützte Entwicklungsmethoden für elektrotechnische Geräte und Anlagen gewinnen in der Volkswirtschaft zur Realisierung der Forderungen des Weltmarktes nach höchstem Gebrauchswert bei kurzen Entwicklungszeiten zunehmend an Bedeutung. Die beschriebenen Modelle stellen wichtige Teile einer umfassenden Modellierung des Schalters dar, wobei speziell das sogenannte Schaltermodell bereits beim Schalterhersteller, dem VEB Transformatorenwerk „Karl Liebknecht", Berlin, angewendet wird.

Ein weiteres Einsatzgebiet der Modelle eröffnet die Technische Diagnostik. Durch die Auswertung der Sensorsignale auf der Basis entsprechender Modelle kann ihre Aussagekraft wesentlich erhöht werden. So kann man z. B. mit Hilfe des Schaltermodells aus dem gemessenen Kompressionsdruckverlauf und der Weg-Zeit-Kennlinie des Antriebes Aussagen gewinnen über den Verschleißgrad der Düsenanordnung.

Für die Zukunft ist vorgesehen, die Erfahrungen, die bei der rechnergestützten Schalterentwicklung gewonnen wurden, auch auf HH-Sicherungen zu übertragen. Ein entsprechendes physikalisch-mathematisches Modell ist in Bearbeitung.

Fortsetzung auf Seite 384

Zur Spannungsformierung von Vakuumschaltkammern[1)]

H. Fink, KDT; H. Böhme, KDT; Dresden

Mitteilung aus dem VEB „Otto Buchwitz" Starkstrom-Anlagenbau Dresden und aus der Sektion Elektrotechnik der Technischen Universität Dresden

1. Grundlagen und Problemstellung

Die Spannungsformierung ist Bestandteil der technologischen Ver fahren im Vakuumschaltkammer-(*VSK*)-Fertigungsprozeß.

Mit der Spannungsformierung sollen nicht vermeidbare, fertigungsbedingte Oberflächenrauheiten, die am Hauptschirm, den Abschirmungen und der Strombahn einer Vakuumschaltkammer vorhanden sein können, mittels elektrischer Entladungen beseitigt werden. Die fertigungsbedingten mikroskopischen Oberflächenrauheiten sind Zentren intensiver Feldemission und können damit kritisch für das Isoliervermögen einer Vakuumschaltkammer werden. Diese Zentren können bei Einleitung eines Durchschlages („Materialexplosion") oder durch die sich anschließende Entladung („Durchschlagfunken" oder „Lichtbogen") beseitigt werden („Glättung der Oberfläche"). Damit ist es — abhängig vom Ausgangszustand — möglich, daß die Durchschlagspannung beginnend von einem niedrigen Anfangswert von Durchschlag zu Durchschlag größer wird („Durchschlag- bzw. Spannungsformierung") [1] [2].

Ausgehend von den Anforderungen an eine Serienfertigung von Vakuumschaltkammern sind möglichst kurze Formierungszeiten und hohe Formierungseffekte (beurteilbar mit dem Isoliervermögen nach Formierung) anzustreben:

In Prüfkreisen, die zur Erzeugung standardisierter Prüfspannungen (z. B. 50-Hz-Wechselspannung, Blitzspannung 1,2/50 µs) angewendet werden, ist eine hohe Anzahl an Durchschlägen zur Formierung notwendig (bis zu 100···200 Durchschlägen) [1] [3] [4] oder die Formierungswirkung (Erhöhung der Durchschlagspannung) ist nicht ausreichend [4] [5].

Um die Formierungszeiten im technologischen Ablauf zu reduzieren, sind bestimmte Parameter des Durchschlagstromes (das ist Strom nach einem Durchschlag) einzuhalten (z. B. bestimmte Strom-Zeit-Integrale) und möglichst viele Formierungsdurchschläge in kurzer Aufeinanderfolge zu realisieren.

Dafür sind aufgrund der spezifischen Löscheigenschaften der Vakuumisolierung („Selbstlöschverhalten") hochfrequente Durchschlagströme geeignet [6]:

Wird der Lichtbogen im hochfrequenten Stromnulldurchgang gelöscht, steigt die Einschwingspannung nach Nulldurchgang an. Mit Einschwingspannungen hoher Steilheit und Amplitude (wesentlich

Dr.-Ing. *Harald Fink* ist Entwicklungsleitingenieur im VEB „Otto Buchwitz" Starkstrom-Anlagenbau Dreden, Bereich Forschung und Technologie; Prof. Dr. sc. techn. *Helmut Böhme* ist Inhaber des Lehrstuhls Hochspannungsgeräte an der Sektion Elektrotechnik der Technischen Universität Dresden.

[1)] Die Untersuchungen erfolgten mit dankenswerter Unterstützung des IPH Berlin.

größer als bei Netzbelastungen) können Wiederzündungen „erzwungen" werden. Mit einer Wiederzündung wird der Ansatzpunkt des Lichtbogens jeweils von Halbwelle zu Halbwelle des HF-Stromes selbständig auf kritische Bereiche der Mikrostruktur der Elektrodenoberfläche (Schwachstellen) gesteuert und die Oberfläche formiert.

Wird *eine* örtlich begrenzte Schwachstelle während einer Stromhalbwelle beseitigt, wirkt die über die durchgeschlagene Vakuumstrecke fließende Ladung (Strom-Zeit-Integral).

Mit *einer* HF-Stromentladung werden abhängig von der Anzahl der Stromhalbwellen bzw. Wiederzündungen nach Stromunterbrechung im Nulldurchgang *eine Vielzahl* an Schwachstellen, d.h. mikroskopischer Oberflächenrauheiten, beseitigt.

In [7] [8] ist dazu für eine „Isolierung mit durchschlagabhängiger Schwachstelle" ausgeführt:

- Die Schwachstelle, an der der Durchschlag (mit nachfolgender HF-Stromentladung) entstanden ist, wird teilweise bzw. u.U. vollständig beseitigt.
- Der Durchschlag (bzw. Lichtbogen) kann neue Schwachstellen erzeugen.
- Während der ersten Formierungsversuche (HF-Stromentladungen) dominiert das Beseitigen von ursprünglich vorhandenen sowie von eventuell neu gebildeten Schwachstellen. Da der Durchschlag an ausgeprägten Schwachstellen besonders wahrscheinlich ist, wird die Durchschlagspannung im Mittel von Formierungsversuch zu Formierungsversuch bis zum Erreichen eines Endwertes ansteigen.
- Wie groß die Differenz der Durchschlagspannung zwischen den Formierungsversuchen ist und wie viele Versuche bis zum Einstellen des Endwertes notwendig sind, hängt — Prüflinge mit gleicher Elektrodenanordnung (gleiches Material, Geometrie und Oberflächenstruktur) vorausgesetzt — von den Parametern des Durchschlagstromes und damit vom Prüfkreis ab.
- Der gleichfalls von den Durchschlagstrom-Parametern abhängige Endwert der Durchschlagspannung wird erreicht, wenn sich zwischen Beseitigung und Neubildung der Schwachstellen ein „Gleichgewicht" einstellt und nachfolgende Formierungsversuche keine weitere „Glättung" der Oberflächenstrukturen bewirken.

Eine „gezielte" Formierung („Steuerung" des Ansatzpunktes eines Lichtbogens mit Durchschlag bzw. Wiederzündung auf Schwachstelle) setzt eine Lichtbogenlöschung im hochfrequenten Stromnulldurchgang voraus. Die Löschwahrscheinlichkeit ist umso größer, je kleiner die Stromsteilheit vor Nulldurchgang ist.

Strom-Zeit-Integral (zur Beseitigung der Schwachstelle) und Stromsteilheit vor Nulldurchgang (zur Löschung des Lichtbogens nach Formierung) beeinflussen also maßgeblich die Formierungswirkung und sind durch entsprechende Kombinationen der Schaltungsparameter (vgl. Pkt. 2) optimal zu wählen.

2. Anordnung zur Spannungsformierung

Der Hochfrequenzstrom wird in einem *LC*-Schwingkreis (Bild 1) erzeugt [9].

Die Kondensatorladespannung U_c (Gleichspannung) wird solange gesteigert, bis die Luftfunkenstrecke *LFS* durchzündet und sich über der Vakuumschaltkammer (Prüfling) eine Spannung aufbaut, die den Vakuumdurchschlag einleitet.

Nach einem Prüflingsdurchschlag entlädt sich die Kapazität (formierende hochfrequente Entladung) im Kreis „Kapazität C — Induktivität L — Vakuumschaltkammer *VSK* (Prüfling)". Eine HF-Stromentladung entspricht im weiteren einem Formierungsversuch. Die für die Formierung bestimmenden Parameter des Durchschlagstromes sind

- das Strom-Zeit-Integral
- die Stromsteilheit vor Nulldurchgang.

Für das Strom-Zeit-Integral einer (ungedämpften) Sinus-Stromhalbwelle gilt

$$\int_0^{\pi/\omega} i(t)\,\mathrm{d}t = \int_0^{\pi/\omega} (\hat{\imath}\cdot\sin\omega t)\,\mathrm{d}t \tag{1}$$

$$\int_0^{\pi/\omega} i(t)\,\mathrm{d}t = 2\,\frac{\hat{\imath}}{\omega} = 2\,U_c\cdot C\,. \tag{2}$$

Die Stromsteilheit vor Nulldurchgang berechnet sich zu

$$\left|\frac{\mathrm{d}\,i(t)}{\mathrm{d}t}\right| = \left|\frac{\mathrm{d}\,(\hat{\imath}\cdot\sin\omega t)}{\mathrm{d}t}\right|_{t=\frac{\pi}{\omega}} \tag{3}$$

$$\left|\frac{\mathrm{d}\,i(t)}{\mathrm{d}t}\right| = \hat{\imath}\cdot\omega = \frac{U_c}{L}\,. \tag{4}$$

Um möglichst günstige Parameter des Schwingkreises zur Formierung zu ermitteln, werden deshalb die Parameter L, C, U_c bzw. a variiert:

— Kapazität	$C = 100\,\mathrm{nF}\cdots1000\,\mathrm{nF}$
— Induktivität	$L = 95\,\mu\mathrm{H}\cdots375\,\mu\mathrm{H}$
— Kondensatorladespannung	$U_c \leqq 100\,\mathrm{kV}$
— Abstand LFS	$a \leqq 65\,\mathrm{mm}$.

Die Steilheit der Einschwingspannung nach Lichtbogenlöschung im Nulldurchgang wird maßgeblich durch die parallel zum Prüfling (*VSK*) befindliche Kapazität bestimmt. Um möglichst hohe Spannungssteilheiten zu realisieren (vgl. Abschn. 1.), wurde keine (Zusatz-)Parallelkapazität eingesetzt, d.h. es wirkt die Eigenkapazität der Vakuumschaltkammer.

Die Experimente wurden an 12-kV-Vakuumschaltkammern (Nennausschaltstrom $I_{an} = 25\,\mathrm{kA}$, Nennschlagweite $s_n = 12\,\mathrm{mm}$) mit

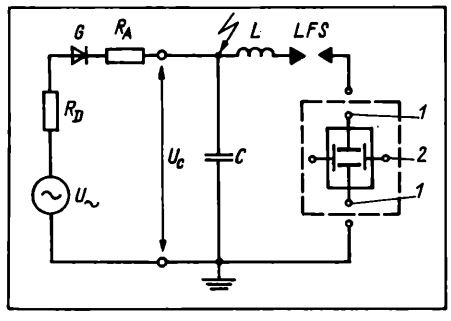
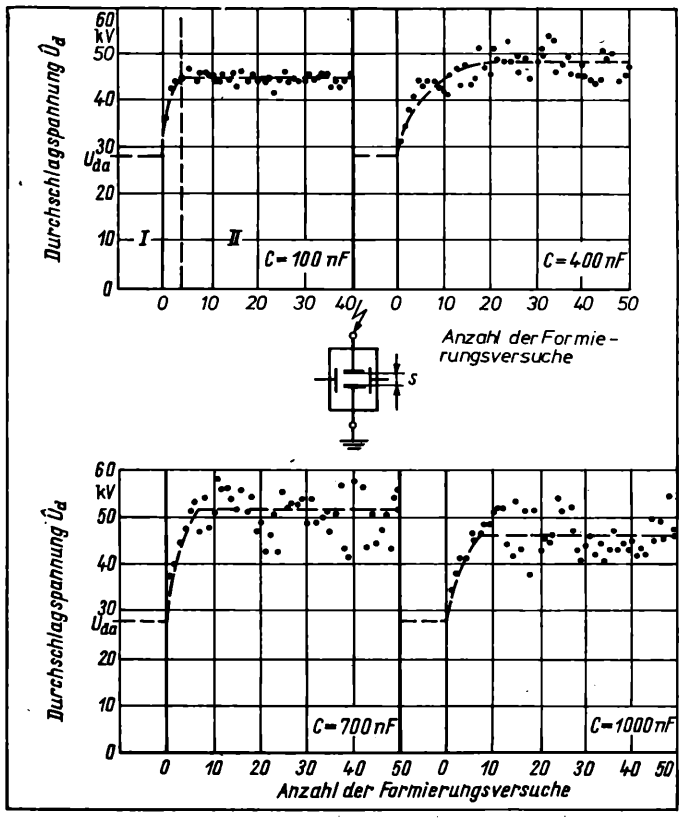


Bild 1. Anordnung (LC-Schwingkreis) zur Spannungsformierung von Vakuumschaltkammern (*VSK*: *1* Anschluß Schaltkontakte, *2* Anschluß Hauptschirm)
$U_\sim$ 50-Hz-Wechselspannung ($\hat{U}_\sim \leqq 100\,\mathrm{kV}$); R_D Dämpfungswiderstand ($R_D = 4{,}7\,\mathrm{k\Omega}$); *G* Gleichrichter 25 mA/150 kV; R_A Ladewiderstand ($R_A = 4{,}7\,\mathrm{M\Omega}$); U_c Ladegleichspannung der Kapazität C ($U_c \leqq 100\,\mathrm{kV}$); C Kapazität ($C = 100\,\mathrm{nF}$ bis 1000 nF); L Induktivität ($L = 95\,\mu\mathrm{H}\cdots375\,\mu\mathrm{H}$); *LFS* Luftfunkenstrecke mit Elektrodenabstand a ($a \leqq 65\,\mathrm{mm}$); *VSK* Vakuumschaltkammer (Prüfling): Anschlußbedingungen bestimmt durch zu formierende Elektroden

Bild 2. Einfluß der Kapazität C auf den Formierungsverlauf
(Parameter: $L = 375\,\mu\mathrm{H}$, $U_c = 70\cdots85\,\mathrm{kV}$, $a = 50\,\mathrm{mm}$, $s = 1\,\mathrm{mm}$)
U_{da} Anfangswert der Durchschlagspannung nach 20 Kaltschaltungen



unterschiedlicher Potentialbelegung des Hauptschirmes durchgeführt. Zur Beurteilung von Höhe und Streuung der Durchschlagspannung sind die voneinander unabhängigen Durchschlagspannungswerte (nach Beendigung der Formierung: vgl. z.B. Bild 2; $C = 100$ nF, Bereich II) mittels Gauß'scher Normalverteilung statistisch ausgewertet worden.

3. Formierungsverhalten

3.1. Schirm auf freiem Potential

3.1.1. Einfluß der Kapazität

Aus der Darstellung „Durchschlagspannung abhängig von der Anzahl der Formierungsversuche" (Bild 2) ist zu erkennen:

1. Die Hochfrequenzentladung bewirkt mit nur wenigen Formierungsversuchen eine deutliche Formierung, gekennzeichnet durch den Anstieg der Durchschlagspannung.
   Bei größerer Kapazität (bis $C = 700$ nF) ist der Mittelwert der Durchschlagspannung (50-%-Wert) nach Formierung (Bereich II) nur geringfügig größer (Bild 3).
   Kleinere Kapazitäten ($C < 700$ nF) haben kleinere Strom-Zeit-Integrale und damit eine geringere formierende Wirkung während einer Stromhalbwelle, d.h. eine geringere Durchschlagspannung nach Formierung, zur Folge (Bild 4).

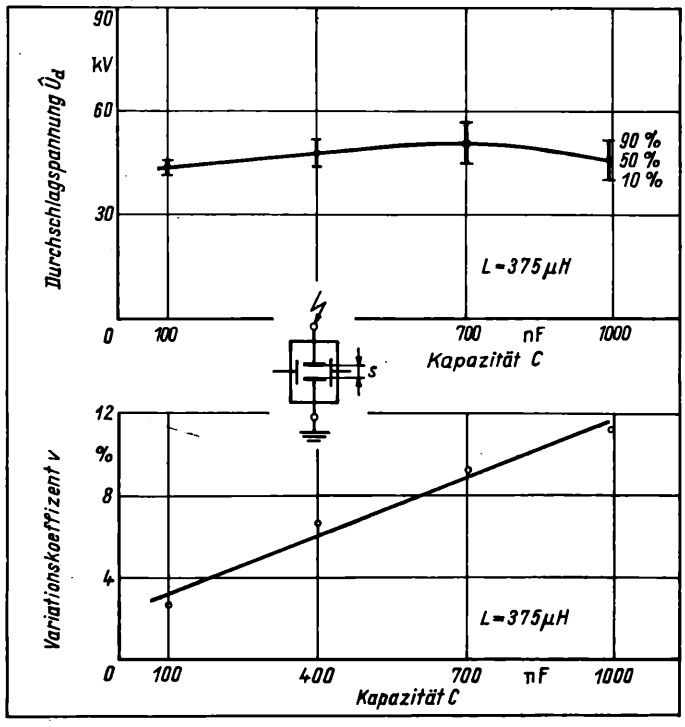
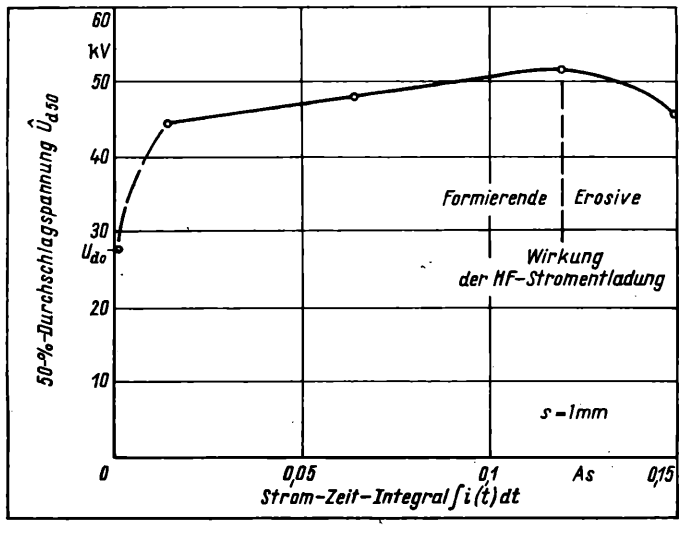


Bild 3. Einfluß der Kapazität C auf Durchschlagspannung und Variationskoeffizient (Parameter: $a = 50$ mm, $s = 1$ mm)

Bild 4. Einfluß des Strom-Zeit-Integrals $\int i\,(t)\,\mathrm{d}t$ auf die Durchschlagspannung
U_{do} Durchschlagspannung ohne vorherige Formierungsentladung ($\int i\,(t)\,\mathrm{d}t = 0$) [5]



2. Für Kapazitäten $C > 700$ nF dominiert die erosive Wirkung der Entladung gegenüber der formierenden (50-%-Durchschlagspannung wird kleiner, vgl. Bilder 3 und 4).
3. Je kleiner die Kapazität ist, umso geringer ist die Streuung der Durchschlagspannung (Variationskoeffizient, vgl. Bild 3). Deshalb sind die Unterschiede zwischen den 10-%-Durchschlagspannungswerten für verschiedene Kapazitäten im Bereich $C = 100$ nF···1000 nF vernachlässigbar (maximal 2···3 kV).
4. Die Anzahl der zur Formierung erforderlichen Versuche ist kaum von der Kapazität abhängig, aber bei sehr kleiner Kapazität von $C = 100$ nF am geringsten (Bild 2).

Aus den Punkten 1. bis 4. wird abgeleitet:

Für die Anordnung zur Spannungsformierung sind Kapazitäten von 100 nF···200 nF zu verwenden, um

- ein möglichst günstiges Formierungsverhalten (d.h. hohe spezifische Durchschlagspannung bei geringster Streuung der Durchschlagspannung, geringe Anzahl und Dauer der Formierungsversuche bei kleinen Aufladezeiten der Kondensatoren)
- einen möglichst geringen versuchs- und gerätetechnischen Aufwand.

zu erreichen.

3.1.2. Einfluß der Induktivität

Aus der Darstellung „Durchschlagspannung abhängig von der Anzahl der Formierungsversuche" (Bild 5) ist ersichtlich:

1. Für Induktivitäten $L \geqq 190$ µH hängt die Durchschlagspannung nicht von der Induktivität ab (Bild 6). Das Strom-Zeit-Integral der HF-Stromentladung wird durch Beibehaltung der Kapazität $C = 100$ nF nicht verändert.
2. Je größer die Induktivität ist, um so kleiner ist die Streuung der Durchschlagspannung (Variationskoeffizient, vgl. Bild 6).
3. Je größer die Induktivität ist, um so geringer ist die Anzahl der zur Formierung erforderlichen Versuche (Bild 7).

Das ist wie folgt zu erklären:

- Je größer die Induktivität ist, um so kleiner ist die Steilheit des Hochfrequenzstromes vor Nulldurchgang. Je geringer die Stromsteilheit ist, um so größer ist die Wahrscheinlichkeit der Lichtbogenlöschung im Nulldurchgang[2]) und damit die Anzahl möglicher Wiederzündungen (vgl. Abschn. 1: „gesteuerte" Schwachstellenbeseitigung durch Wiederzündungen). Je größer die Anzahl der Wiederzündungen (z.B. innerhalb eines Formierungsversuches (HF-Stromentladung)) ist, um so geringer ist wiederum die Anzahl der notwendigen Formierungsversuche.
- Außerdem ist die Dämpfung der HF-Stromentladung um so geringer (bei Widerstand $R = \text{const}$), je größer die Induktivität ist. Je geringer die Dämpfung ist, um so mehr Stromhalbwellen (bei ausreichend kleiner Stromsteilheit) bzw. Stromnulldurchgänge (Lichtbogenlöschungen) und Wiederzündungen innerhalb einer HF-Stromentladung sind möglich, und um so geringer ist die Anzahl der erforderlichen Formierungsversuche.

In Auswertung der Punkte 1. bis 3. ist für die Anordnung zur Spannungsformierung eine Induktivität von 375 µH vorzusehen, um ein möglichst günstiges Formierungsverhalten (d.h. möglichst geringe Anzahl von Formierungsversuchen, hohe spezifische Durchschlagspannung bei geringster Streuung der Durchschlagspannung) zu erreichen.

3.1.3. Reproduzier- und Übertragbarkeit der Ergebnisse

Kapazität und Induktivität beeinflussen wesentlich das Formierungsverhalten. Im Vergleich dazu hat eine Variation des Abstandes der Luftfunkenstrecke a (bzw. damit der Ladespannung U_c) nur unbedeutenden Einfluß (z.B. $a = 50$ mm: $\hat{U}_{d50} = 44{,}0$ kV, $v = 2{,}8\,\%$; $a = 65$ mm: $\hat{U}_{d50} = 47{,}5$ kV, $v = 4{,}7\,\%$).
Die Reproduzierbarkeit der Ergebnisse wurde unter Verwendung der günstigsten Prüfkreisparameter ($C = 100$ nF, $L = 375$ µH, $a = 50$ mm, $U_c \approx 72$ kV) durch Wiederholungsmessungen nachgewiesen, wobei die Durchschlagspannung nicht nach jedem Formierungsversuch (vgl. Abschn. 3.1.1. und 3.1.2.), sondern erst nach jeweils 5 Versuchen ermittelt wurde (Bild 8).

---

[2]) Ein Nichtlöschen des Lichtbogens im Nulldurchgang behindert die gezielte „Schwachstellenwanderung" des Lichtbogens von Halbwelle zu Halbwelle und ist bei sehr hohen Steilheiten des HF-Stromes vor Nulldurchgang möglich. Diese Steilheiten sind wesentlich größer als die Steilheit eines 50-Hz-Kurzschlußstromes.

Bild 5. Einfluß der Induktivität L auf den Formierungsverlauf
(Parameter: C = 100 nF, U_c = 70 ··· 90 kV, a = 50 mm, s = 1 mm)
U_{da} Anfangswert der Durchschlagspannung nach 20 Kaltschaltungen ▶

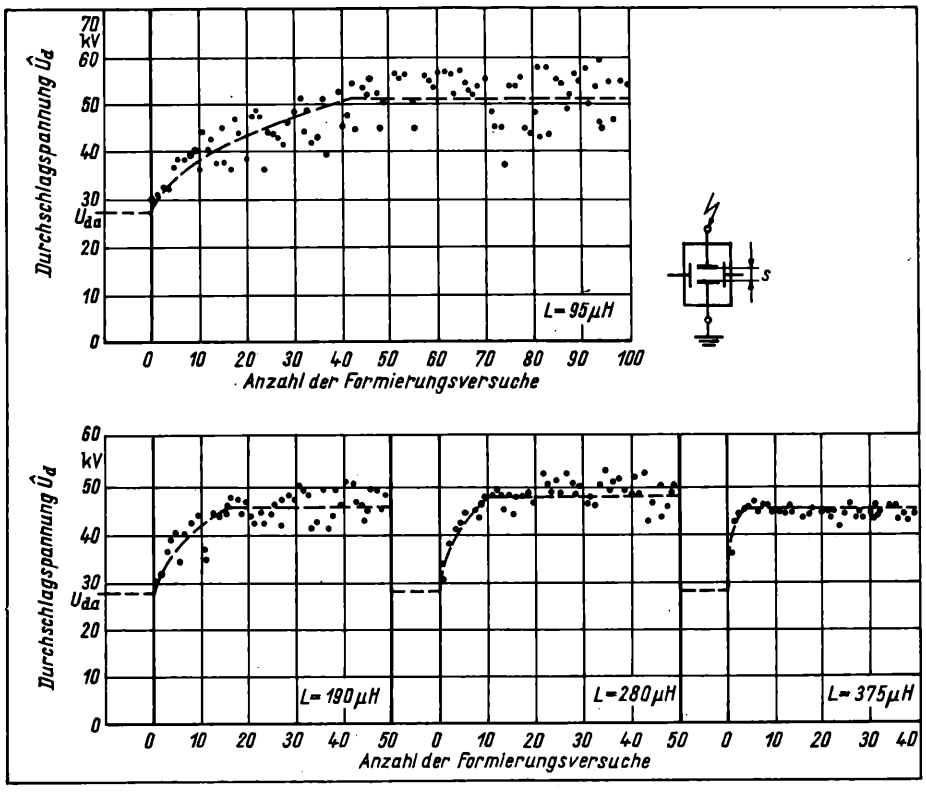
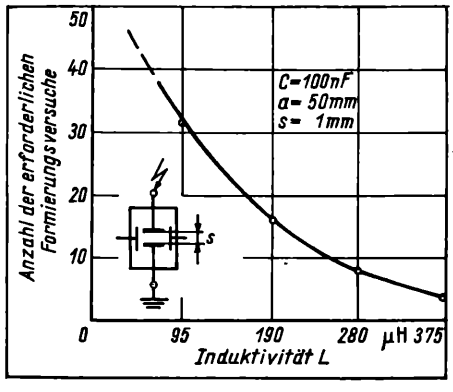


Bild 7. Einfluß der Induktivität L auf die Anzahl der zur Formierung erforderlichen Versuche ▼



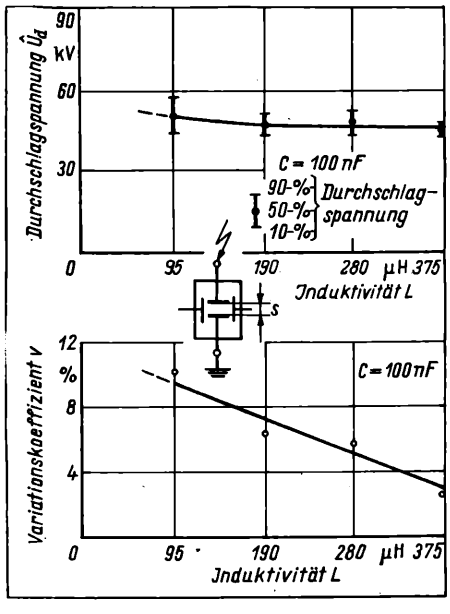


Bild 6. Einfluß der Induktivität L auf Durchschlagspannung und Variationskoeffizient (Parameter: a = 50 mm, s = 1 mm)

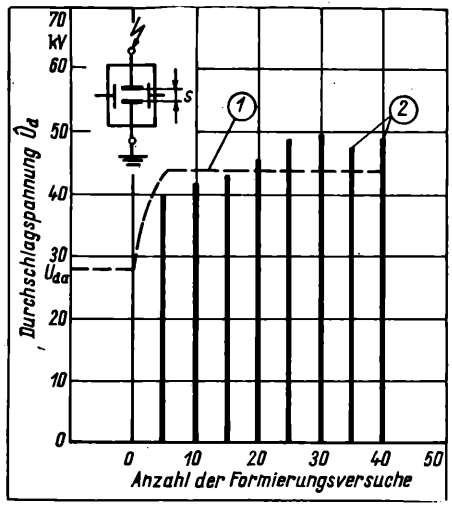


Bild 8. Durchschlagspannung nach unterschiedlicher Anzahl von Formierungsversuchen (Nachweis der Reproduzierbarkeit)
U_{da} Anfangswert der Durchschlagspannung nach 20 Kaltschaltungen;
(1) Approximierter Formierungsverlauf aus Bild 2, Messung U_d nach jedem Formierungsversuch;
(2) Mittelwert der Durchschlagspannung aus 10 Einzelwerten, Messung U_d nach jeweils 5 Formierungsversuchen
(Parameter: C = 100 nF, L = 375 µH, a = 50 mm, s = 1 mm)

Unter Zugabe einer Sicherheit (wegen möglicher statistischer Schwankungen, z. B. Exemplarstreuungen) werden für eine wirksame Spannungsformierung maximal 20 ··· 25 aufeinanderfolgende Hochstromentladungen als ausreichend betrachtet.
Die bei „freiem Schirmpotential" (Fester Schaltkontakt an Hochspannung, beweglicher Schaltkontakt geerdet, Schaltkontakte mit Abstand s (Schlagweite) geöffnet) erzielten Ergebnisse sind auf die Anordnung „Schirm auf (festem) Hochspannungspotential" (Schaltkontakte geschlossen (s = 0) und geerdet) qualitativ übertragbar (vgl. Abschn. 3.2.), da unter Vakuumbedingungen (Druck $p < 5 \cdot 10^{-3}$ Pa) eine Formierungswirkung grundsätzlich sowie unabhängig von der gewählten Potentialbelegung auftritt.

3.2. Schirm auf festem Potential

Mit dieser Potentialbelegung erfolgt die Spannungsformierung im Rahmen der VSK-Fertigung.
Die Durchschlagspannung wurde sowohl nach jedem als auch nach 5 Formierungsversuchen an der Anordnung mit den günstigsten Formierungsparametern (C = 100 nF, L = 375 µH, a = 15 mm, U_c = 65 kV)[3]) ermittelt und die Reproduzierbarkeit nachgewiesen (Bild 9). Nach 10 ··· 20 Formierungsversuchen ist das innere Isoliervermögen bereits so hoch, daß Überschläge (in Luft) auftreten können.
Bei der Überprüfung der Formierungswirkung des LC-Schwingkreises durch standardisierte Spannungsprüfungen haben die 12-kV-Vakuumschaltkammern, deren Schaltstrecke mit Nennschlagweite geöffnet war (Schirm auf freiem Potential), die Nennstehspannungen (28 kV (50-Hz-Wechselspannung, 1 min) und 75 kV (Blitzspannung 1,2/50 µs, je 15 positive und negative Impulse)) ohne Durchschlag gehalten. Unter Zugabe einer Sicherheit sind für die Spannungsformierung bei festem Schirmpotential maximal 20 bis 25 aufeinanderfolgende HF-Entladungen ausreichend. Die Anzahl von Entladungen muß jedoch nicht vollständig realisiert werden (vorheriger Abbruch des Formierungsablaufes), wenn zuvor (infolge bereits hohen Isoliervermögens)
— ein Außenüberschlag in Luft erfolgt oder
— 30 ··· 40 Sekunden keine Zündung der Luftfunkenstrecke LFS auftritt.

[3]) Durch die Verminderung der äußeren Überschlagstrecke (in Luft) bei dieser Potentialbelegung waren auch, um möglichst Außenüberschläge und damit Beschädigungen auf der Isolierkeramikoberfläche zu vermeiden, eine Reduzierung des Abstandes der Luftfunkenstrecke ($a \leq 15$ mm) und der Kondensatorladespannung ($U_c \leq 65$ kV) erforderlich.

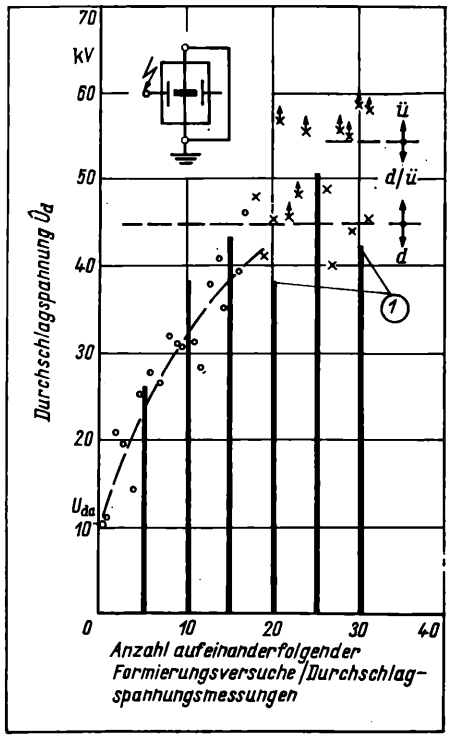


Bild 9. Formierungsverlauf bei Hauptschirm auf festem Potential (Hochspannung)
d Durchschlag; *ü* Überschlag (in Luft); U_{d0} Anfangswert der Durchschlagspannung einer nicht spannungsformierten *VSK*; o Durchschlagspannung nach jeweils einem Formierungsversuch; *x* Durchschlagspannung ohne vorherigen Formierungsversuch (innerhalb der Formierungsversuchsreihe); $\hat{x}$ Überschlagspannung; (1) Mittelwert der Durchschlagspannung aus 5 Einzelwerten, Messung U_d nach jeweils 5 Formierungsversuchen
(Parameter: $C = 100$ nF, $L = 375\,\mu$H, $a \approx 15$ mm, $U_c = 55 \cdots 65$ kV, $s = 0$)

4. Zusammenfassung

Bei Einsatz eines *LC*-Schwingkreises mit hochfrequenten formierenden Strömen ($I \approx 1000$ A) ergeben sich im Vergleich zur Formierung z. B. mit „stromschwachen" 50-Hz-Wechselspannungsdurchschlägen wesentliche Vorteile für die Serienfertigung von Vakuumschaltkammern:

- sehr kurze Zeiten für die Formierung (nur noch etwa 5 % ··· 10 % des bisherigen Formierungsaufwandes)
- höhere Formierungseffekte (z. B. hohe spezifische Durchschlagspannung nach Formierung mit sehr geringer Streuung) in kürzeren Zeiteinheiten.

Zur Einschätzung der Formierungswirkung ist eine 50-Hz-Wechselspannungsprüfung ($U_\sim = 28$ kV, 1 min) als Stückprüfung an der mit Nennschlagweite geöffneten Schaltstrecke der Vakuumschaltkammer (Schirm auf freiem Potential) durchzuführen.

Literatur

[1] *Schmidt, B.-D.:* Untersuchungen zum Durchschlag von Hochvakuumanordnungen bei kryogenen Temperaturen. Dissertation, TU Braunschweig 1979
[2] *Zeilig, A.:* Der Hochvakuumdurchbruch bei hoher Gleichspannung. Dissertation, TU München 1966
[3] *Bauer, E.:* Der Hochvakuumdurchbruch zwischen Wolframelektroden bei hoher Stoßspannung. Dissertation, TU München 1971
[4] *Toya, H.;* u. a.: Statistical property of breakdown between metal electrodes in vacuum. IEEE Trans. PAS 100 (1981) 4, S. 1932—1939
[5] *Fink, H.:* Zum Isoliervermögen von Vakuumschaltkammern mit unterschiedlichen Kontaktmaterialien. ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 10, S. 383—386
[6] *Fink, H.:* Löschung von Lichtbögen nach Durchschlägen im Vakuum-Schaltkammern. Dissertation, TU Dresden 1982
[7] *Siemroth, P.:* Kathodenerosion durch Hochstromentladungen in Vakuum. Dissertation AdW der DDR 1982
[8] *Böhme, H.; Michel, R.:* Modellvorstellungen zur Streuung der Durchschlagspannung schwach inhomogener SF_6-Isolierungen. ELEKTRIE, Berlin 39 (1985) 10, S. 370—373
[9] *Fink, H.; Böhme, H.:* Verfahren und Anordnung insbesondere zur Lichtbogenformierung von Schaltkontaktoberflächen in Vakuumschaltkammern. WP H01 H/ 217074 vom 11. 8. 1983

EA 5701

Fortsetzung von Seite 380

Literatur

[1] *Drebenstedt, H.:* Ein mathematisches Modell zur Beschreibung mechanischer und thermodynamischer Vorgänge in Blaskolbenschaltern. Dissertation, TH Ilmenau 1986
[2] *Drebenstedt, H.; Rother, W.; Paul, F.; Schaller, P.:* Support of the development of high voltage circuit breakers by a mathematical breaker model. CIGRE-Paper, 13-02, 1986
[3] *Drebenstedt, H.; Rauschenbach, W.:* A simple model for the investigation of the thermodynamic processes taking place in an SF_6-puffer circuit breaker. 5. Int. Symp. on Switching Arc Phenomena, Lodz, 1985, S. 278—281
[4] *Shapiro, A.:* The dynamics and thermodynamics of compressible fluid flow. New York: The Ronald Press Company 1953
[5] *Lowke, J. J.:* Simple theory of free-burning arcs. J. Phys. D.: Appl. Phys. 12 (1979), S. 1873—1886
[6] *Niemeyer, L.:* Evaporation dominated high current arcs in narrow channels. IEEE PAS 97 (1978) 3, S. 950—958
[7] *Lowke, J. J.; Ludwig, H. C.:* A simple model for high current arcs stabilized by forced convection. J. Appl. Phys. 46 (1975) 8, S. 3352—3360
[8] *Tuma, D. T.; Lowke, J. J.:* Prediction of properties of arcs stabilized by forced convection. J. Appl. Phys. 46 (1975) 8, S. 3361—3367
[9] *Grams, B.:* Ein Kanalmodell des Schaltlichtbogens. Dissertation, TH Ilmenau 1983
[10] *Hänisch, H.; Kuhnhardt, G.; Mencke, H.; Rother, W.:* Mathematical modelling of switching arc as a means to realize designing of gas-blast circuit-breakers. CIGRE-Paper, 13-12, 1984
[11] *Bergmann, V.; Grams, B.; Rother, W.:* The mathematical modelling of the switching arc. Contrib. Plasma Physics, Berlin 25 (1985) 5, S. 513—521
[12] *Nagata, M.; Miyachi, I.; Yokoi, Y.; Isaka, K.:* Breakdown characteristics of high temperature air and SF_6 gas. 6. Int. Conf. on Gas Discharges and their applications, Edinburgh (1980) 1, S. 78—81
[13] *Schade, E.:* Recovery of switching arcs. XVII. Int. Conf. on Phenomena in Ionized Gases, Budapest (1985), General invited lecture
[14] *Schötzau, H. J.; Meili, H. P.; Fischer, E.; Sturzenegger, Ch.; Graf, H. P.:* Dielectric Phase in an SF_6 modell breaker, IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems, New York 104 (1985) 7, 1897—1902
[15] *Rauschenbach, W.:* Untersuchungen am SF_6-beströmten Schaltlichtbogen. Dissertation, TH Ilmenau 1986 (eingereicht)
[16] *Rother, W.:* Die Schalterforschung an der Technischen Hochschule Ilmenau, Prace Naukowe Politechniki Warszawskiej, Elektryka, Warschau 64 (1981), S. 5—26
[17] *Lenk, J.:* Über die Möglichkeit der Anwendung steiler Stromsprünge zur Bestimmung der thermischen Trägheit des Zweipolmodells. Dissertation, TH Ilmenau 1982
[18] *Drebenstedt, H.; Rother, W.; Weber, Ch.; Zahlmann, P.:* Ein verbessertes Verfahren zur Bestimmung der charakteristischen Funktionen des Zweipolmodells für Schaltlichtbögen. 28. Int. Wiss. Kolloquium, Ilmenau (1983) 1, S. 317—319
[19] *Rauschenbach, W.:* Synthetische Prüfschaltung. Wirtschaftspatent Nr. WP G01R 251 918/4, 1985

EA 5717

Demnächst erscheint im VEB Verlag Technik

Operationsverstärker

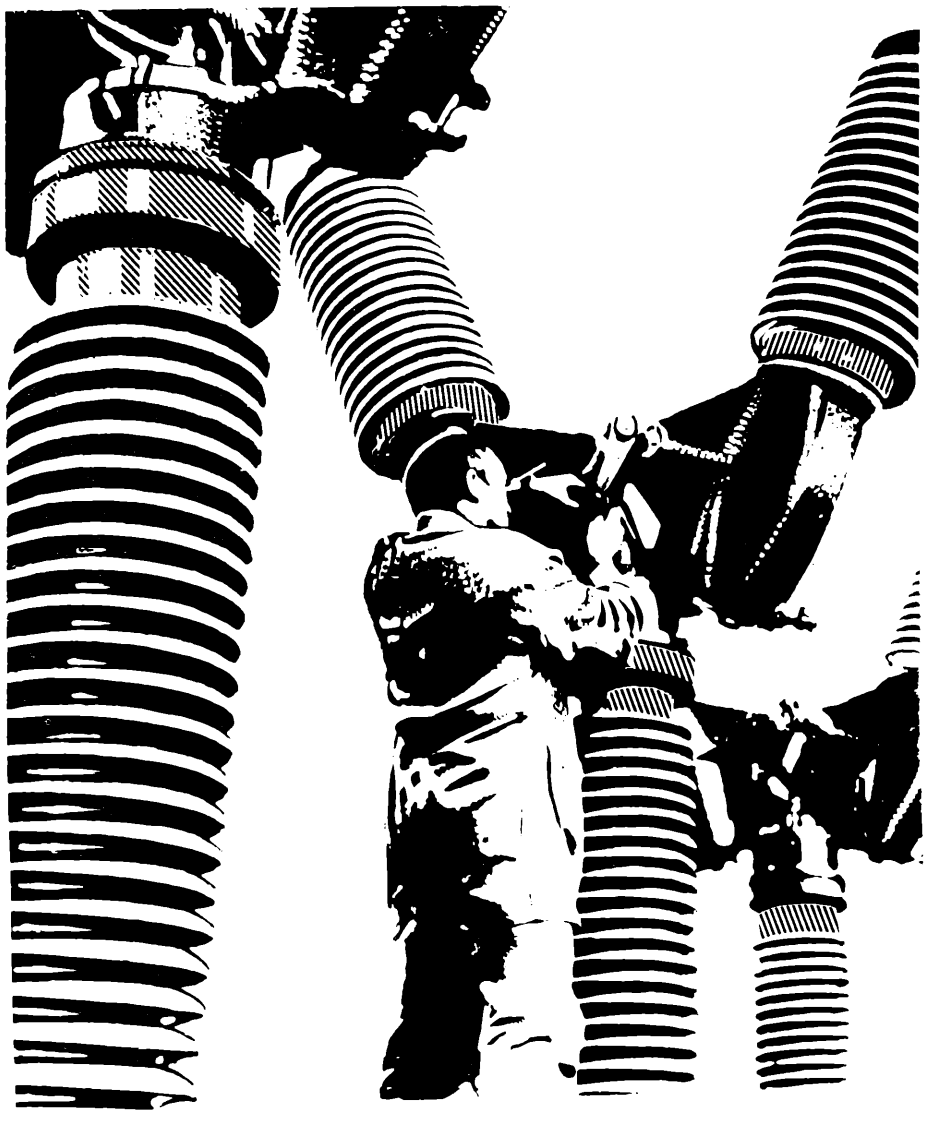
Von Jiří Dostál. Berlin: VEB Verlag Technik 1986. 1. Auflage. 480 Seiten, 263 Bilder, 17 Tafeln. Ganzleinen 48,— Mark.
Bestell-Nr. 553 4575

Der Leser soll befähigt werden, nicht nur die bereits vorhandene Schaltungstechnik mit Operationsverstärkern zu beherrschen, sondern auch neue Entwicklungen zu analysieren, zu beurteilen und meßtechnisch zu erfassen. Der Autor stützt sich deshalb auf häufig anzutreffende Schaltungsgrundtypen und behandelt ausführlich deren so wichtige Spezialeigenschaften, wie Spektral- und Zeitverhalten, Stabilität, Rauschen, Impedanzen u. a. sowie darüber hinaus die zur Erfassung dieser Parameter erforderliche Meßtechnik.
Das Buch kann als eines der umfassendsten Werke dieses Fachgebietes angesehen werden. Zum Leserkreis gehören Elektroniker, Hoch- und Fachschulstudenten.

Electroimpex

Exportliste

- Komplette Elektroenergieobjekte
- Transformatoren
- Elektromotoren
- Nieder- und Hochspannungsapparaturen
- Kabel und Leiter
- Elektroaggregate
- Isolatoren
- Elektroinstallations- und Elektroisolationsmaterialien
- Elektrohandwerkzeuge
- Elektromedizinische Apparate
- Beleuchtungskörper
- Röhren und Autolampen
- Quarzerzeugnisse
- Elektrische Haushaltsgeräte u.a.



„ELEKTROIMPEX"
SOFIA VR BULGARIEN
G. WASHINGTON STR. 17
Telephon: 86181
Telex: 22075, 22076

„ELEKTROIMPEX" — ● **Hauptexporteur von Erzeugnissen der bulgarischen Elektroindustrie**

„ELEKTROIMPEX" — ● **Forschung, Projektierung, Lieferung, Montage, Chef-Montage, Inbetriebnahme und Service von kompletten Elektroenergie-Objekten, technologischen Linien zur Fertigung von elektrotechnischen Erzeugnissen**

„ELEKTROIMPEX" — ● **Know-how, technologische Hilfeleistung Beratungen, Schulung von Spezialisten für Elektroenergie-Objekte und technologische Linien zur Fertigung von elektrotechnischen Erzeugnissen**

Zufallsverhalten, Monte-Carlo-Simulation und Prognose der Betriebsbelastungen von Elektroenergiesystemen[1)]

J. Hoffmann, KDT, Wismar; N. A. Denisenko, NTO; P. A. Tschernenko, NTO; Kiew

Derzeit werden bei Projektierung und Betrieb von Elektroenergiesystemen (EES) vorwiegend deterministische Modelle für deren elektrische Betriebsbelastungen (EB) verwendet. In verschiedenen Ländern untersuchen Spezialisten den Zufallcharakter von EB und erarbeiten dazu stochastische Modelle.

Eine Analyse der vorliegenden Ergebnisse zeigt folgende grundlegende Unzulänglichkeiten:

- Es bestehen Tendenzen zur Erarbeitung und Anwendung vereinfachter Modelle für EB, ohne daß deren reale zufällige Änderungen über der Zeit und deren auto- und kreuzkorrelative Zusammenhänge untersucht und berücksichtigt werden.
- Als Modell für EB werden geordnete Diagramme verwendet, welche praktisch nie auftretende Ergodizität stochastischer Belastungsprozesse voraussetzen.
- Bei Berücksichtigung der Instationarität stochastischer EB-Prozesse verwenden viele Autoren als Stationaritätsintervalle willkürlich ausgewählte Zeitabschnitte (z. B. 30 min, 1 Zyklus, 1 Schicht, 1 d).

Die praktische Anwendung solcher vereinfachter EB-Modelle kann zu erheblichen Fehlern, uneffektiven und pseudooptimalen Lösungen für EES führen. Nach Auffassung der Autoren ist es jedoch wissenschaftlich und praktisch besser, zunächst den realen Zufallscharakter von EB zu erkunden, dafür abbildscharfe stochastische Modelle auszuarbeiten und danach, auf dieser Grundlage, vereinfachte Modelle für die Anwendung in der Ingenieurpraxis abzuleiten.

Dabei müssen die Abweichungen von Lösungen für EES nach abbildscharfen EB-Modellen minimal sein. Dieses Vorgehen haben die Autoren bei ihren langjährigen gemeinsamen Arbeiten praktiziert, deren wichtigste Resultate vorgestellt werden [1] [2] [3].

1. Komponenten komplexer elektrischer Belastungen als Zufallsfunktionen der Zeit

Die Komponenten komplexer EB (Real- und Imaginär- bzw. Wirk- und Blindanteile von Strömen oder Leistungen) von Netzzweigen oder Abnehmern sind 2-dimensionale, nichtstationäre, auto- und kreuzkorrelierte Zufallsfunktionen der Zeit. Nach umfangreichen experimentellen Langzeituntersuchungen unterschiedlichster Zweig- und Abnehmer-EB durch die Autoren unterliegen EB zu jedem Zeitpunkt mit hinreichendem Signifikanzniveau 2-dimensionalen Normalverteilungen (Bild 1). Die statistischen Auswertungen großer Datenmengen, die von Belastungszeitverläufen in Abständen von Sekunden bis zu Minuten (abhängig vom Charakter der EB) gemessen wurden, haben ergeben, daß ihre Verteilungsfunktionen und -parameter praktisch zeitunabhängig innerhalb gewisser Zeitintervalle sind. Sie werden als Stationaritätsintervalle (SI) bezeichnet. Ihre Länge (Minuten bis Stunden) ist abhängig von Art und Betriebsweise der Abnehmer und etwa konstant für Einzelabnehmer oder charakteristische Abnehmergruppen. Die Dauer der SI von EB in Netzzweigen ist gewöhnlich unterschiedlich. Innerhalb jedes SI hängt die Autokorrelationsfunktion nur vom Abstand der beiden Zeitpunkte ab und ist bei konstantem Abstand praktisch konstant. Die Kovarianz zwischen den Komponenten komplexer EB ist gewöhnlich über viele SI (bis zu einigen Stunden) konstant [3].

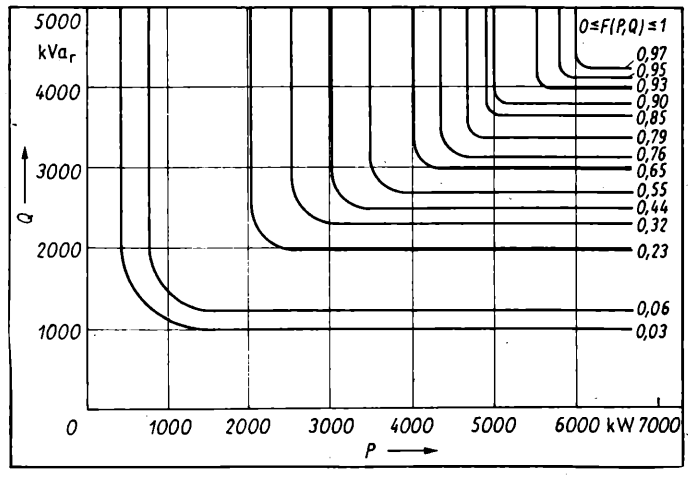


Bild 1. Höhenlinien der 2-dimensionalen Normalverteilung von Wirk- und Blindbelastung eines Netzzweiges in einem Stationaritätsintervall Mittelwerte $\bar{P} = 3218{,}5$ kW; $\bar{Q} = 2592{,}4$ kVar; Variationskoeffizienten $v(P) = 0{,}4737$; $v(Q) = 0{,}3235$; Korrelationskoeffizient $r(P, Q) = 0{,}84$

2. Zufallsverhalten des Betrages komplexer Belastungen

Beträge komplexer EB

$$S(t) = \sqrt{P^2(t) + Q^2(t)} \quad \text{oder} \quad I(t) = \sqrt{[I^{\perp}(t)]^2 + [I^{\parallel}(t)]^2} \qquad (1)$$

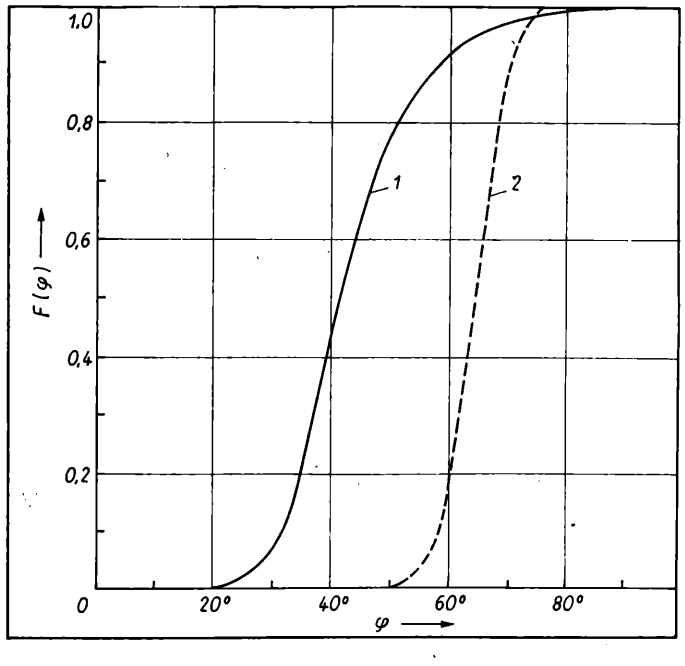
sind ebenfalls Zufallsfunktionen der Zeit, die in jedem Zeitpunkt eindimensionalen Normalverteilungen unterliegen. Dieses Resultat wurde durch folgende Vorgehen erhalten:

- statistische Auswertung experimenteller Meßdaten
- Monte-Carlo-Simulation nach bekannten statistischen Charakteristika der Komponenten komplexer EB
- Approximation der Verteilung des Betrages von EB durch eine Edgeworth-Reihe
- analytisch auf Grundlage der 2-dimensionalen Dichte der EB-Komponenten (dafür ergab sich eine verallgemeinerte Raleigh-Rice-Verteilung, die praktisch mit einer Normalverteilung kongruiert).

Innerhalb jedes SI sind Verteilungsfunktionen und -parameter des EB-Betrages ebenfalls praktisch zeitkonstant. Drückt man die EB-Beträge (1) durch eine Taylor-Reihe für 2 Variable aus, so lassen

Bild 2. Verteilungsfunktionen des Phasenwinkels einer komplexen Zweigbelastung in einem Stationaritätsintervall

Kurve	$\bar{I}^{\perp}$	$\bar{I}^{\parallel}$	$v(I^{\perp})$	$v(I^{\parallel})$	$r(I^{\perp}, I^{\parallel})$
1	100 A	90 A	0,4	0,2	0,55
2	100 A	210 A	0,2	0,1	0,2



Prof. Dr. sc. techn. *Johannes Hoffmann*, Lehrstuhl Elektroenergieanlagen, ist Leiter des Wissenschaftsbereiches Elektrotechnik an der Sektion Elektrotechnik/Elektronik der IH Wismar; Kand. d. techn. Wiss. *Nikolai A. Denisenko* ist Dozent am Lehrstuhl Elektroenergieversorgung, Fakultät GEMA der TH Kiew (USSR). Kand. d. techn. Wiss. *Pawel A. Tschernenko* ist Leiter der Abteilung Zustandsanalyse von Elektroenergiesystemen am Institut für Elektrodynamik der Akademie der Wissenschaften der UdSSR, Kiew.

[1)] Der Beitrag entstand im Rahmen der langjährigen wissenschaftlichen Zusammenarbeit der Autoren und ist die Kurzfassung eines gemeinsamen Vortrags zu einem internationalen Seminar im VEIKI (Institut für Elektroenergetik), Budapest, 13.—14. Mai 1986

Tafel 1. Wertebereiche für Stationaritätsintervalle und Variationskoeffizienten des Belastungsstromes einiger Abnehmer

Abnehmer	Länge der Stationaritätsintervalle	Wertebereich der Variationskoeffizienten $v(I)$
Wohngebäude	15 ··· 30 min	0,07 ··· 0,53
Gurtbandanlagen	5 ··· 8 min	0,12 ··· 0,51
Backenbrecheranlagen	2 ··· 3 min	0,20 ··· 0,60
Elektr. Industriebahnen	≦ 5 min	0,35 ··· 0,85
Elektr. Vollbahnen	≦ 5 min	0,30 ··· 1,10
Chemiebetriebe	2 ··· 6 h	0,08 ··· 0,15
Beleuchtungsanlagen	2 min ··· 3,5 h	0,05 ··· 0,28
Pumpstationen	1,5 ··· 2 h	0,05 ··· 0,34
Braunkohle-Tagebaue	5 ··· 28 min	0,12 ··· 0,68
Tanklager in Chemiebetrieben	3 ··· 5 min	0,12 ··· 0,72
Eimerketten- und Schaufelradbagger	2 ··· 3 min	0,10 ··· 0,52

Tafel 2. Wertebereiche der Variationskoeffizienten von Zweigströmen in Netzen verschiedener Spannungsebenen

Netzspannungen	Wertebereiche der Variationskoeffizienten $v(I)$
< 1 kV	0,05 ··· 0,80
6 und 10 kV	0,01 ··· 0,75
20, 30 und 35 kV	0,05 ··· 0,38
110 kV	0,04 ··· 0,20
> 110 kV	< 0,20

sich Mittelwert $\bar{S}$ und Dispersion $D(S)$ des Betrages S (hier ist die Zeitabhängigkeit nicht mitgeschrieben) aus den beiden Mittelwerten $\bar{P}$ und $\bar{Q}$, den Dispersionen $D(P)$ und $D(Q)$ sowie der Kovarianz $K(P,Q)$ der EB-Komponenten zu

$$\bar{S} = \sqrt{\bar{P}^2 + \bar{Q}^2} + \frac{\bar{P}^2 D(Q) + \bar{Q}^2 D(P) - 2K(P,Q)\cdot\bar{P}\bar{Q}}{2(\bar{P}^2+\bar{Q})^{3/2}} \tag{2}$$

und

$$D(S) = D(P) + D(Q) + \bar{P}^2 + \bar{Q}^2 - \bar{S}^2 \tag{3}$$

berechnen. Für Ströme gelten analoge Formeln.
Vorgenommene Untersuchungen zeigten ferner, daß $S(t)$ bzw. $I(t)$ für n diskrete Zeitpunkte $(t_1, \ldots, t_n)$, d.h. als n-dimensionale Zufallsvariable $[S(t_1, \ldots, S(t_n)]$ bzw. $[I(t_1), \ldots, I(t_n)]$ zeitlich n-dimensionalen Normalverteilungen unterliegen.

3. Dichte- und Verteilungsfunktion des Phasenwinkels

Der Phasenwinkel

$$\varphi(t) = \arctan\frac{Q(t)}{P(t)} \quad \text{bzw.} \quad \varphi(t) = \arctan\frac{I^{\parallel}(t)}{I^{\perp}(t)} \tag{4}$$

komplexer EB ist wiederum eine Zufallsfunktion der Zeit. Seine Dichte erhält man innerhalb eines SI analytisch aus der 2-dimensionalen Dichte der EB-Komponenten (P, Q) zu

$$f(\varphi) = \frac{\exp-\left(\frac{C}{L}\right)}{2\pi}\left\{A(\varphi)\sqrt{\frac{L}{2}} - \sqrt{\frac{\pi}{2}}\frac{B(\varphi)}{2[A(\varphi)]^{3/2}}\exp\left\{\frac{B^2(\varphi)}{4LA(\varphi)}\right\}\right.$$
$$\left.\times\left[1-\Phi\left\{\frac{B(\varphi)}{\sqrt{2LA(\varphi)}}\right\}\right]\right\} \tag{5}$$

wobei

Φ = standardisierte Normalverteilung,

Hilfsfunktionen

$$A(\varphi) = D(Q)\cos^2\varphi + D(P)\sin^2\varphi - 2K(P,Q)\sin\varphi\cos\varphi \tag{6}$$

$$B(\varphi) = 2\{K(P,Q)[\bar{Q}\cos\varphi + \bar{P}\sin\varphi] - \bar{P}D(P)\cos\varphi$$
$$-\bar{Q}D(P)\sin\varphi\}, \tag{7}$$

Konstanten

$$C = \bar{P}^2 D(Q) + \bar{Q}^2 D(P) - 2\bar{P}\bar{Q}K(P,Q) \tag{8}$$

$$L = 2\{D(P)D(Q) - K^2(P,Q)\}. \tag{9}$$

Für Ströme gelten analoge Formeln. Im gleichen SI ist die Verteilung dann

$$F(\varphi) = \int_0^{\varphi} f(x)\,\mathrm{d}x. \tag{10}$$

Dieses Ergebnis wurde experimentell bestätigt.
Aus den im Bild 2 dargestellten Verteilungen folgt, daß sie umso symmetrischer verlaufen, je kleiner die Variationskoeffizienten der Stromkomponenten sind. Je größer der Korrelationskoeffizient zwischen den Stromkomponenten ist, desto kleiner wird die Dispersion des Phasenwinkels [1].

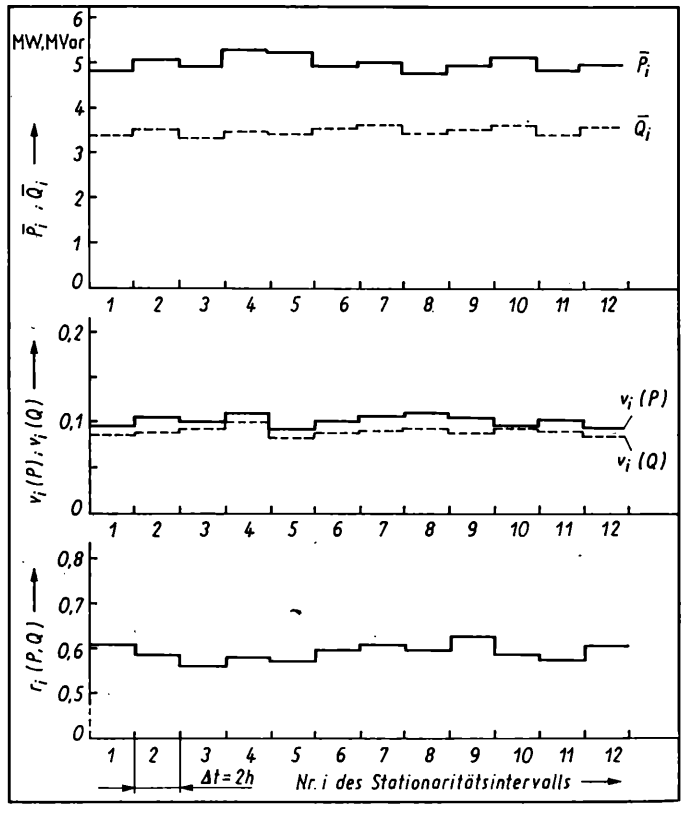


Bild 3. Mittelwerte, Variations- und Korrelationskoeffizienten der Wirk- und Blindleistungen einer 6-kV-Station in einem Chemiebetrieb in Abhängigkeit von der Zeit über 24 h (Stationaritätsintervalle $\Delta t = 2$ h)

4. Verteilungsparameter und Stationaritätsintervalle elektrischer Belastungen

In Tafel 1 sind für die Belastungsströme einiger Abnehmer experimentell ermittelte Wertebereiche ihrer Variationskoeffizienten $v(I)$ angegeben:

Die SI liegen zwischen einigen Minuten bis zu 6 Stunden. Die $v(I)$ überschreiten in der Regel nicht 0,8 — abgesehen von Abnehmern mit stark variabler EB. Zwischen der Länge der SI und $v(I)$ besteht praktisch keine Korrelation. Im Bild 3 sind als Beispiel Zeitverläufe von Verteilungsparametern der Wirk- und Blindbelastung einer 6-kV-Station in einem Chemiekombinat angegeben, die in SI von 2 Stunden konstant sind. Bei vielen Abnehmern nimmt der Mittelwert ihrer EB mit zunehmender technologischer Beanspruchung zu, der Variationskoeffizient infolge des intensiveren Ausgleichs der zufälligen Belastungsschwankungen hingegen ab. Ebenso sinkt der Variationskoeffizient von EB mit wachsendem EB-Mittelwert. Im Bild 4 sind als Beispiel $\bar{I}$ und $v(I)$ des Belastungsstromes einer 660-V-Backenbrecheranlage über deren mittlerem Durchsatz angegeben. Der Variationskoeffizient der resultierenden EB einer Abnehmergruppe ist umso kleiner, je mehr Abnehmer angeschlossen sind und je schwächer die Korrelation zwischen den EB der Einzelabnehmer ist. Die Variationskoeffizienten von EB nehmen mit wachsender Netzspannung ab, weil die Anzahl der angeschlossenen Abnehmer mit zunehmender Netzspannung steigt (s. Tafel 2) [2].

5. Autokorrelationsfunktionen und Kovarianzen elektrischer Belastungen

Untersuchungen sehr vieler empirischer Autokorrelationsfunktionen (AF), die durch statistische Auswertung von Ensembles gemessener Zeitverläufe von Beträgen und Komponenten der EB erhalten wurden, zeigten, daß normierte AF innerhalb der SI nur von der Differenz $\tau = t_2 - t_1$ der beiden Zeitpunkte t_1 und t_2 abhängen und durch

$$\varrho(\tau) = \alpha\exp(-\beta|\tau|)\cos\gamma\tau + \delta\exp(-\varepsilon|\tau|) + \mu \tag{11}$$

in guter Näherung approximiert werden können. Dabei sind α, β, γ, δ, ε, μ Konstanten, die sich von SI zu SI unterscheiden und auch Null sein können. Für gewisse Werte τ kann $\varrho(\tau) > 0$, $\varrho(\tau) = 0$ oder auch $\varrho(\tau) < 0$ sein. Die normierte AF ist eine gewölbte Fläche über der $t_1 - t_2$-Ebene, die symmetrisch zu $t_1 = t_2$ liegt. Bild 5 zeigt die normierte AF des Belastungsstromes einer 660-V-Pump-

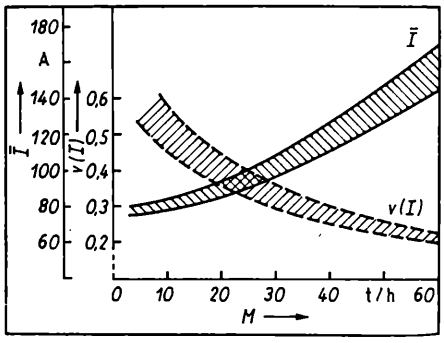
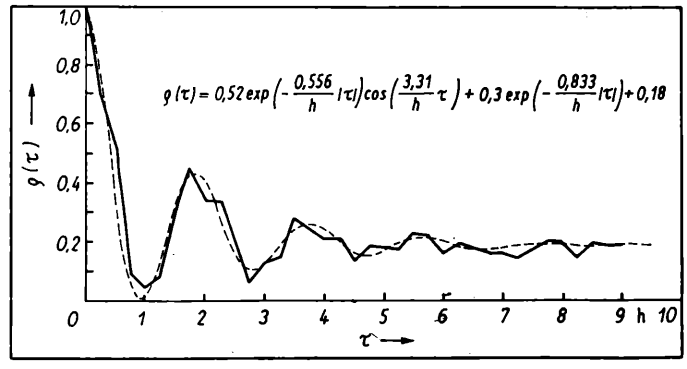


Bild 4. Abhängigkeiten von Mittelwert $\bar{I}$ und Variationskoeffizient $v(I)$ des Belastungsstromes einer Backenbrecheranlage (660 V DS) vom Durchsatz M

Bild 5. Normierte empirische und approximiert berechnete Autokorrelationsfunktionen $\varrho(\tau)$ des Belastungsstromes $I(t)$ einer Pumpstation in einem Stationaritätsintervall $\Delta t = 15$ min



Tafel 3. Variationsbereiche der normierten Kovarianzen zwischen Komponenten komplexer Belastungen verschiedener Abnehmer

Komponenten der komplexen Belastung	Wertebereiche der normierten Kovarianzen	
Ein Abnehmer	$r(P_i, Q_i)$	0,45 ··· 0,95
Verschiedene Abnehmer ($i \neq j$) mit technologischen Zusammenhang	$r(P_i, P_j)$ $r(Q_i, Q_j)$ $r(P_i, Q_j)$	0,25 ··· 0,92 0,10 ··· 0,34 0,10 ··· 0,30
Verschiedene Abnehmer ($i \neq j$) ohne technologischen Zusammenhang	$r(P_i, P_j)$ $r(Q_i, Q_j)$ $r(P_i, Q_j)$	0 ··· 0,1

station in einem SI, die als Spurkurve einer Schnittebene entsteht und senkrecht auf der $t_1 - t_2$-Ebene und deren Winkelhalbierender steht.

In Tafel 3 sind experimentell ermittelte Variationsbereiche für normierte Kovarianzen zwischen den Komponenten komplexer EB angegeben [1] [4].

6. Zufallsverhalten der symmetrischen Komponenten elektrischer Belastungen

Die komplexen EB aller 3 Phasen in Drehstromsystemen ändern sich nach den vorgestellten statistischen Gesetzmäßigkeiten zufällig. Bei Unsymmetrien sind jedoch die zufälligen Änderungen der EB über der Zeit in den 3 Phasen nicht identisch: Die symmetrischen Komponenten der unsymmetrischen EB sind ebenfalls Zufallsfunktionen der Zeit. Untersuchungen haben gezeigt, daß in den einzelnen SI die Beträge der Mitkomponenten Normalverteilungen unterliegen, die Beträge der Null- und Gegenkomponenten hingegen verallgemeinerten Rayleigh-Rice-Verteilungen. Im Bild 6 sind die Verteilungen der Beträge der unsymmetrischen Ströme I_a, I_b, I_c sowie deren symmetrischer Komponenten I_0, I_1 und I_2 innerhalb eines SI für einen Zweig eines 660-V-Industrienetzes dargestellt. Infolgedessen sind auch die Gegen- und Null-Unsymmetriekoeffizienten Zufallsvariable. Anstelle der derzeit üblichen deterministischen Symmetrie ($I_0 = I_2 = 0$) liegt nahe, die allgemeinere stochastische Symmetrie zu definieren: Sie besteht dann, wenn zu jedem Zeitpunkt die 2-dimensionalen Verteilungen der EB-Komponenten aller 3 Phasen a, b und c identisch sind:

$$F_a[I_a^{\perp}(t), I_a^{\parallel}(t)] = F_b[I_b^{\perp}(t), I_b^{\parallel}(t)] = F_c[I_c^{\perp}(t), I_c^{\parallel}(t)] \tag{12}$$

Die deterministische Symmetrie ist davon ein Sonderfall [5].

7. Monte-Carlo-Simulation

Im Ergebnis experimenteller Untersuchungen unterliegt die n-dimensionale Zufallsvariable der Strombeträge $[I(t_1), \ldots, I(t_n)]$ in n diskreten Zeitpunkten einer n-dimensionalen Normalverteilung mit der Dichte

$$f[I(t_1), \ldots, I(t_n)] = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^n \Delta} \prod_{i=1}^{n} v[I(t_i)] \cdot \bar{I}(t_i)}$$

$$\times \exp\left\{-\frac{1}{2\Delta} \sum_{\substack{i=1 \\ j=1}}^{n} \Delta_{ij} \frac{1}{v[I(t_i)]\, v[I(t_j)]} \left[\frac{I(t_i)}{\bar{I}(t_i)} - 1\right] \cdot \left[\frac{I(t_j)}{\bar{I}(t_j)} - 1\right]\right\}. \tag{13}$$

Dabei ist die AF-Determinante

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1 & \varrho(t_1 - t_2) & \cdots & \varrho(t_1 - t_n) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ \varrho(t_n - t_1) & \varrho(t_n - t_2) & \cdots & 1 \end{vmatrix}, \tag{14}$$

Δ_{ij} die Adjunkte des Elements $\varrho(t_i - t_j)$. Innerhalb jedes SI Δt_ν, d.h. für

$$\sum_{\nu=1}^{\mu-1} \Delta t_\nu \leqq t \leqq \sum_{\nu=1}^{\mu} \Delta t_\nu, \tag{15}$$

sind die Verteilungsparameter $\bar{I}(t) = \bar{I}_\nu$, $v[I(t)] = v_\nu(I)$ und die Parameter der AF $\varrho(t_i - t_j)$ mit

$$-t_j + \sum_{\nu-1}^{\mu-1} \Delta t_\nu \leqq t_i \leqq -t_j + \sum_{\nu=1}^{\mu} \Delta t_\nu \tag{16}$$

gegeben. Für die Simulation einer Realisierung $I(t)$ werden $n+1$ in [0, 1] gleichverteilte Pseudozufallszahlen $(z_1, \ldots, z_n, z_n + 1)$ aus-

Bild 6. Verteilungsfunktionen der Beträge I_a, I_b und I_c unsymmetrischer Ströme sowie deren symmetrischer Komponenten I_0, I_1, I_2 in einem Stationaritätsintervall

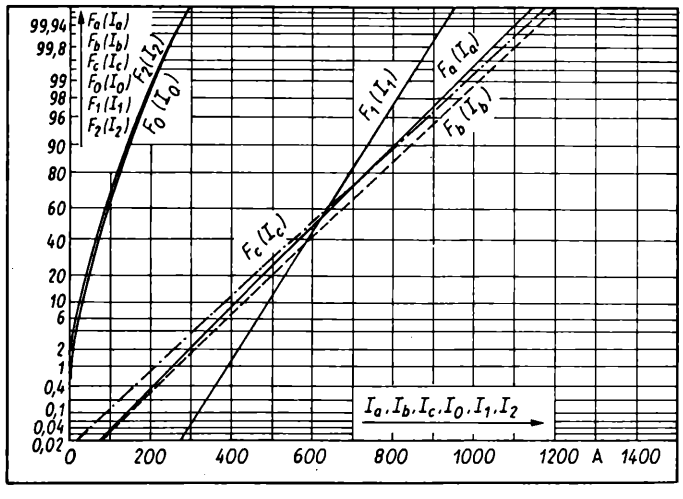
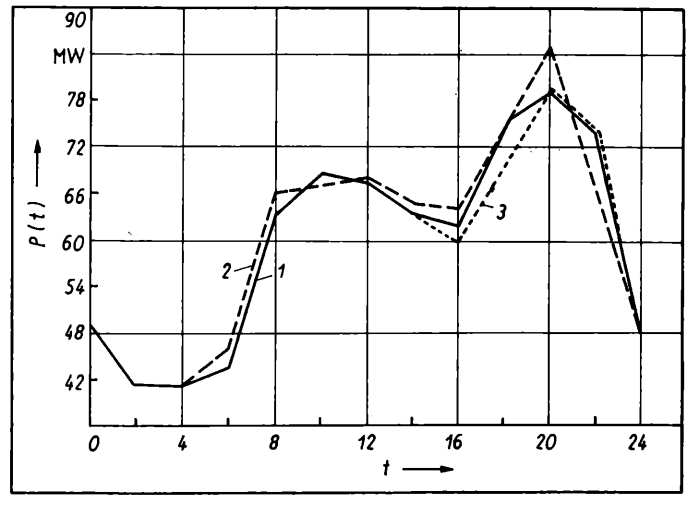


Bild 7. Reale und prognostizierte Wirklast-Zeit-Verläufe über 24 h einer Mittelspannungsstation
1 reale Wirklast; *2* prognostoziert auf 20 h voraus; *3* prognostiziert auf 10 h voraus



gelost. Im Ergebnis der n Lineartransformation

$$I(t_i) = \bar{I}(t_i)\{1 + 3\,v\,[I(t_i)]\,(2\,z_i - 1)\} \tag{17}$$

und mit

$$y = f_{\max}\, z_{n+1}, \tag{18}$$

wobei $f_{\max}$ der Maximalwert von (13) ist, erhält man die n diskreten Werte $[I(t_1), \ldots, I(t_n)]$ einer $I(t)$-Realisierung, wenn

$$y < f[I(t_1), \ldots, I(t_n)] \tag{19}$$

erfüllt ist. Ist (19) verletzt, wird das n-Tupel der $I(t_i)$ mit $i = 1, 2, \ldots, n$ verworfen und die Simulationsprozedur wiederholt, bis die vorgegebene Anzahl von Realisierungen vorliegt [6].

8. Prognose elektrischer Belastungen

Das ausgearbeitete Verfahren erlaubt, mit einer gewissen Diskretisierung Werte der EB als Realisierungen einer nichtstationären Zufallsfunktion der Zeit kurzfristig vorauszubestimmen. Dazu werden die verschiedenen diskreten Zustände des stochastischen Belastungsprozesses als gerichteter Mehrmengen-Graph $G(K)$ aufgefaßt, der aus einer Folge von 2-Mengen-Graphen besteht, die ihrerseits durch quadratische Matrizen $||a_{ij}||^m$ gebildet werden:

$$||a_{ij}||^1 \rightarrow ||a_{ij}|^2 \rightarrow \ldots \rightarrow ||a_{ij}||^{k-1} \tag{20}$$

Dabei ist a_{ij} das Gewicht des Bogens des Graphen, der den i-ten Knoten der m-ten Menge mit dem j-ten Knoten der $(m+1)$-ten Menge verbindet. Bei h Realisierungen des stochastischen EB-Prozesses gilt

$$a_{ij} = \begin{cases} 1, \ldots, h & \text{für verbundene Knoten} \\ 0 & \text{für nicht verbundene Knoten.} \end{cases}$$

Die Wahrscheinlichkeit dafür, daß der EB-Prozeß vom Zustand (Zeitpunkt) i in den Zustand j übergeht, lautet

$$P_{ij} = \frac{a_{ij}}{\sum\limits_j a_{ij}}. \tag{21}$$

Analog zu (20) kann mit der vollständigen Wahrscheinlichkeit

$$P_{ij}' = P_{ij}^{m-1}\, P_{ij} \tag{22}$$

unter Beachtung von

$$\sum_t \sum_j P_{ij}' = 1 \tag{23}$$

der EB-Prozeß durch die Matrizenkette

$$||P_{ij}'||^1 \rightarrow ||P_{ij}'||^2 \rightarrow ||P_{ij}'||^{k-1} \tag{24}$$

als Markov-Prozeß dargestellt werden, für dessen Prognose der letzte Meßwert verwendbar ist. Dieser und der zugehörige Zeitpunkt erlauben, aus der Übergangs-Wahrscheinlichkeitsmatrix die Wahrscheinlichkeiten aller möglichen folgenden Zustände zu ermitteln und dann noch den wahrscheinlichsten Zustand auszuwählen. Befindet sich zum Zeitpunkt t der EB-Prozeß im Zustand i, so wählt man aus der i-ten Zeile $P_{i1}', P_{i2}', \ldots, P_{ij}'$ der Matrix $||P_{ij}'||$ das größte Element

$$\max_{j=1}^{n} \{P_{ij}'\}$$

aus, dessen Index j dann den wahrscheinlichsten, also prognostizierten Zustand des EB-Prozesse kennzeichnet. Für eine weiter vorausreichende Lastprognose wird anstelle des Meßwertes der eben prognostizierte Lastwert verwendet. Als Beispiel sind im Bild 7 der reale Wirkleistungs-Zeit-Verlauf als eine Realisierung des Prozesses $P(t)$ einer Mittelspannungsstation über 24 h aufgetragen und zum Vergleich die für 20 h und 10 h voraus prognostizierten Verläufe angegeben. Wie zu erwarten, wächst der Fehler mit zunehmendem Zeitintervall, in dem die Lastprognose erfolgt. Nach Bild 7 liegt der größte relative Prognosefehler während der Abendspitze der EB bei 5,2 % für 20 h Prognosedauer und verringert sich auf 1,2 % bei 10 h Prognosedauer [7].

9. Vereinfachtes stochastisches Belastungsmodell

Von den bekannten, in der Ingenieurpraxis verwendeten vereinfachten Belastungsmodellen kommt hinsichtlich Abbildschärfe dasjenige dem nichtstationären stochastischen Belastungsprozeß am nächsten, das die EB als Zufallsgröße I abbildet, die einer folgendermaßen äquivalentierten Normalverteilung unterliegt: Ist $F[I(t)]$ die zeitabhängige Normalverteilung der Zufallsfunktion $I(t)$, so wird die Wahrscheinlichkeit für die Überschreitung der deterministischen Zeitfunktion

$$\alpha = P[I(t) \geqq I_\alpha(t)] = 1 - F[I_\alpha(t)] = 1 - \Phi(\xi_\alpha) \tag{25}$$

mit
$\Phi(\xi)$ = standardisierte Normalverteilung
und

$$\xi = \frac{I(t) - \bar{I}(t)}{\sigma[I(t)]}. \tag{26}$$

Die Zufallsgröße I unterliegt einer solchen Normalverteilung, daß I_α dem Mittelwert von

$$I_\alpha(t) = \bar{I}(t) + \xi_\alpha\, \sigma[I(t)] \tag{27}$$

gleich ist:

$$I_\alpha = \frac{1}{T_B}\int_0^{T_B} I_\alpha(t)\,\mathrm{d}t = \frac{1}{T_B}\int_0^{T_B} I(t)\,\mathrm{d}t + \xi_\alpha \frac{1}{T_B}\int_0^{T_B} \sigma[I(t)]\,\mathrm{d}t \tag{28}$$

T_B Bezugszeit.
Daraus folgt

$$I_\alpha = \bar{I} + \xi_\alpha\, \sigma(I). \tag{29}$$

$\bar{I}$ und $\sigma(I)$ sind also die zeitlichen Mittelwerte der entsprechenden zeitabhängigen Verteilungsparameter der Zufallsfunktion. Bei Beachtung der SI Δt_i gilt

$$\bar{I} = \frac{1}{T_B}\sum_{i=1}^{n} \bar{I}_i\, \Delta t_i \quad \text{und} \quad \sigma(I) = \frac{1}{T_B}\sum_{i=1}^{n} \sigma_i(I)\, \Delta t_i \tag{30}$$

mit

$$T_B = \sum_{i=1}^{n} \Delta t_i.$$

Bei bekanntem $\bar{I}$ läßt sich $\sigma(I)$ über die 3-σ-Regel leicht bestimmen, wenn die größte EB $I_{\max} = \bar{I} + 3\sigma(I)$ mit bekannten Verfahren abgeschätzt wird.

10. Schlußfolgerungen

- Das vorgestellte, adäquate stochastische Modell und die darauf aufgebaute Monte-Carlo-Simulation beschreiben hinreichend abbildscharf das reale Zufallsverhalten von EB, erfordern jedoch umfangreiche Eingabeinformationen und Rechenzeit und sind deshalb für ingenieurpraktische Anwendungen nur in Ausnahmefällen geeignet.
- Das vereinfachte Belastungsmodell, das EB als äquivalentierte Zufallsgrößen beschreibt, ist für die ingenieurpraktische Anwendung, insbesondere für die Auslegung von Elektroenergieanlagen nach technisch-ökonomischen Kriterien gut geeignet und liefert gegenüber dem adäquaten Modell auf der sicheren Seite liegende Ergebnisse.
- Die Anwendung dieser stochastischen EB-Modelle ermöglicht gegenüber konventionellen deterministischen Verfahren ökonomische Nutzeffekte bei der Auswahl von Parametern und Betriebsweisen von Elektroenergiesystemen, der Lastflußverteilung und der Aufwandsminimierung.
- Die operative Lastprognose erlaubt optimierte Fahrweisen sowie verbesserte Zuverlässigkeits- und Zustandsbewertungen von Elektroenergiesystemen.

Literatur

[1] *Hoffmann, J.:* Beitrag zu ingenieurtheoretischen Grundlagen der stochastischen Bewertung von Elektroenergieversorgungssystemen. Dissertation B, TH Leipzig 1978

[2] *Hoffmann, J.; Denisenko, N. A.:* Relative Schwankungen von Summen- uud Zweigbelastungen in elektrischen Netzen. ELEKTRIE, Berlin 34 (1980 12, S. 641 bis 643

[3] *Denisenko, N. A.; Hoffmann, J.:* Edinaja stochast. modelj rasčetow w sistemach elektrosnabshenija; sbornik naučnych trudov „Sovremennye problemy preobrasovatelnoi techniki". Naukova dumka, Kiew (1980), S. 3—12

[4] *Hoffmann, J.; Denisenko, N. A.:* Avtokorreljazionnye funkzii elektr. nagruzok i naprjashenij w SES. Električestvo (1985) 1, S. 42—45

[5] *Hoffmann, J.; Denisenko, N. A.:* Zum Zufallsverhalten symmetrischer Komponenten in Elektroenergiesystemen. Zeitschrift für elektrische Informations- und Energietechnik, Leipzig 11 (1981) 3, S. 217—229

[6] *Mundt, H.:* Beitrag zur stochastischen Bemessung von Transformatoren nach technisch-ökonomischen Kriterien. Dissertation A, IH Wismar 1986

[7] *Tschernenko, P. A.; Tschuchno, W. I.:* Operativnoe obespečenie dostovernosti parametrov reshima elektroenergetičeskoi sistemy po metodu naimenjschich modulej. Techničeskaja elektrodinamika (1985) 1, S. 73—77

EA 5719

Isolationsfestigkeit und Schaltlichtbogen-Löschfähigkeit in Vakuumschaltanlagen[1)]

Cz. Królikowski, Poznań

Mitteilung aus dem „Instytut Elektroenergetyki" der Technischen Hochschule Poznań

Mit den Problemen der Isolationsfestigkeit und Lichtbogen-Löschfähigkeit in Vakuumschaltkammern befaßten sich seit den 60er Jahren eine Forschungsgruppe an der TH Poznań sowie Forschungsgruppen anderer Hochschulen der Volksrepublik Polen, die sich zu einer Vakuum-Forschungsgemeinschaft für Schaltgeräte und Anlagen unter Leitung des Verfassers zusammengeschlossen haben. Diese Forschungsgemeinschaft führt jährlich ein Symposium „Entladungen und elektrische Isolation im Vakuum" durch und stellt auf diesen Symposien ihre Ergebnisse zur Diskussion.
Untersuchungen wurden und werden noch immer u. a. auf folgenden Themengebieten durchgeführt:

1. Der Einfluß der Konditionierung auf die Durchschlagsfestigkeit des Elektrodenraumes der Schaltkontakte
2. Der Einfluß der Oberflächen der Isolierung auf die Überschlagsfestigkeit
3. Der Einfluß auf die Lichtbogenlöschung
4. Die Wiederverfestigung zwischen den Elektroden, insbesondere beim Lichtbogenabriß
5. Der Einfluß der Energiekreisparameter auf die Lösch- und Isolierfähigkeit der Vakuumschaltstrecke.

1. Die Erscheinungen der Konditionierung bei Vakuumrückgang

Die Oberflächenrauhigkeit hat neben der Anzahl, der Gestalt und der Masse der Elektroden auf die Spannungsfestigkeit einen großen Einfluß. Ein mechanisches Polieren der Elektrodenoberfläche ist keine gute technische und technologische Lösung. Der Glättungsgrad der Elektrodenoberfläche wird zwar größer, jedoch unter dem Einfluß der Spannung werden Moleküle wieder herausgerissen, begleitet von Mikroentladungen, die eine Rauhigkeitserhöhung der Elektrode verursachen. Die Untersuchungen zeigen, daß die Anwendung der elektrolytischen Oberflächenglättung neben der Konditionierung das Mikroprofil der Oberfläche aller metallischen, unter Spannung stehender Teile effektiver gestaltet. Um dieses Problem grundsätzlicher untersuchen zu können, wurden Elektroden aus Aluminium, Kupfer und Stahl als Rundscheiben mit Durchmessern von 50, 55 und 10 mm hergestellt. In den Bildern 1 und 2 sind die Ergebnisse dargestellt.
Es kann festgestellt werden, daß für diese Anordnung mit Kupferelektroden eine optimale Polierzeit von 30 Minuten existiert. Bei Aluminiumelektroden beträgt die optimale elektrolytische Polierzeit 2 Minuten. Weiter konnte festgestellt werden, daß der Spannungswert U sein Maximum dort hat, wo der Minimalwert des Verstärkungskoeffizienten μ liegt. Damit steht fest, daß der Konditionierungsstrom einen optimalen Wert I_{opt} aufzuweisen hat.
Dieser optimale Konditionierungsstrom I_{opt} ist abhängig von der Rauhigkeit R_a (Bild 2). Je glatter die Elektroden sind, desto größer wird der Wert des optimalen Konditionierungsstromes. Das Ergebnis dieser Untersuchungen läßt das elektrolytische Polieren der Elektrodenoberfläche als günstigste technologische Variante erscheinen.

2. Die Durchbruchsfestigkeit der Isolation von Vakuumschaltkammern

Die kritischen Stellen der Isolationsfestigkeit zeigt Bild 3. Die Probleme, die mit den isolierenden Eigenschaften einer Vakuumschaltkammer verbunden sind, lassen sich in drei Gruppen einordnen:

1. Die Spannungsfestigkeit des Vakuums zwischen den Schaltelektroden vor der Entladung

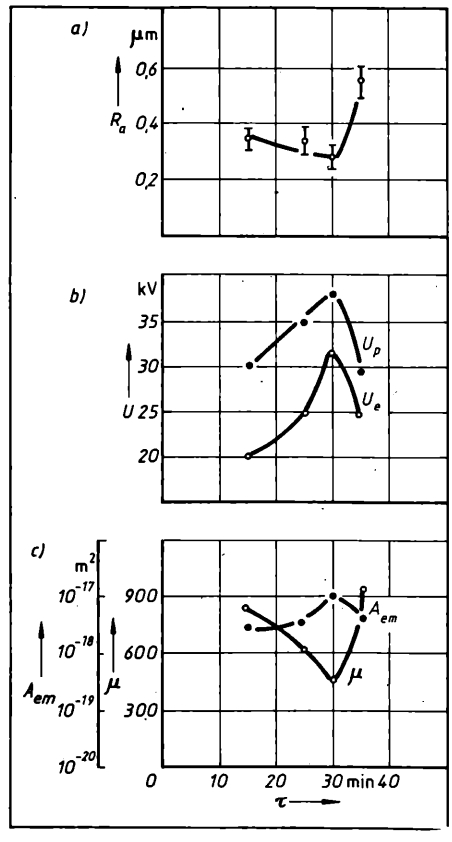


Bild 1. Rauhigkeitsgrad R_a, gemessen mit einer Spannung U_e, bei der ein Elektronenemissionsstrom von 2 µA fließt (Bild 1a) Überschlagsspannung U (Bild 1b) Feldstärkefaktors µ und effektive Emissionsfläche A_{em} (Bild 1c) in Abhängigkeit von der Zeit τ des elektrolytischen Polierens von Kupferelektroden

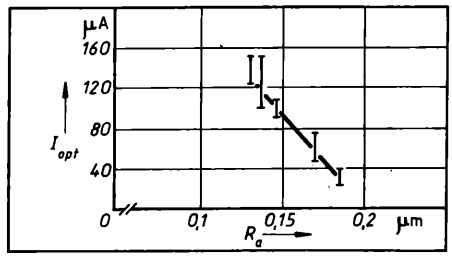


Bild 2. Abhängigkeit des optimalen Konditionierungsstromes I_{opt} vom Rauhigkeitsparameter R_a

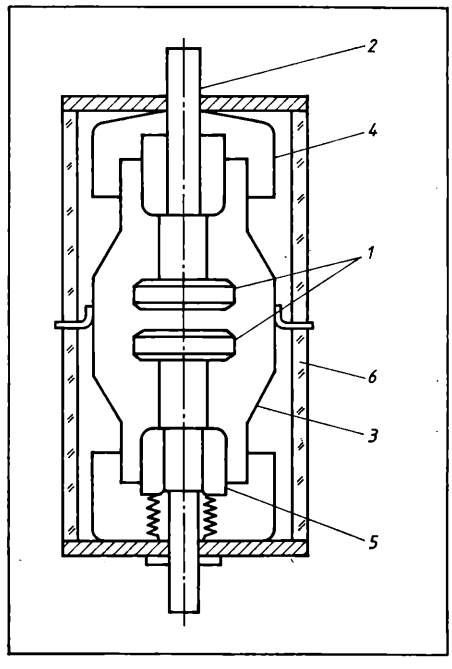


Bild 3. Isoliersystem der Vakuumschaltkammer *1* Kontakte (Schaltelektroden); *2* Feste Elektrode; *3* Hülle (Steuerelektrode); *4* Kondensierungsschirm; *5* Bewegliche Elektrode; *6* Isolierung

2. Die Isolationsfestigkeit während der Lichtbogenlöschung zu den Steuerelektroden
3. Die Überschlagsfestigkeit innerhalb und außerhalb der Vakuumschaltkammer.

Die Spannungsfestigkeit des Vakuums zwischen den Elektroden des Vakuumschalters hängt von der Gestalt und dem Material der Elektroden, der Rauhigkeit der Elektroden (charakterisiert durch das Mikroprofil der Oberfläche), von der Art der Vorbereitung der Elek-

Prof. Dr.-Ing. habil. *Cz. Królikowski* ist Stellvertretender Minister des Hochschulwesens der Volksrepublik Polen (Ministerstwo Nauki i Szkolnictwa Wyższego) und Direktor des „Instytut Elektroenergetyki" der Technischen Hochschule Poznań.

[1)] Der Beitrag wurde auf der Wissenschaftlichen Konferenz (WK) 1985 der Technischen Hochschule Leipzig, Sektion Elektroenergieanlagen, von Prof. em. Dr.-Ing. *W. Frischmann* vorgetragen.

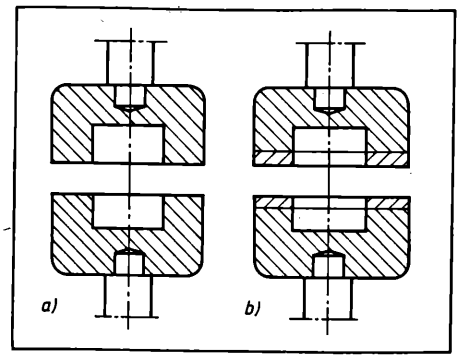


Bild 4. Form der untersuchten Elektroden aus Kupfer (*a*) und Kupfer-Chrom-Sinterwerkstoff (*b*)

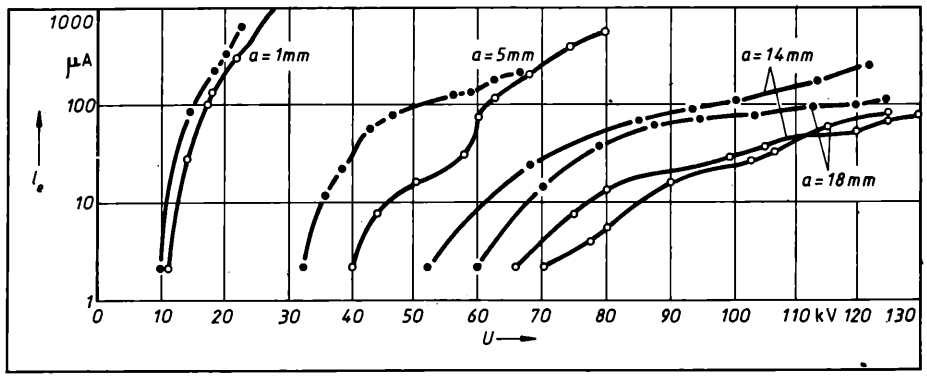


Bild 5. Abhängigkeit des Emissionsstromes I_e als Funktion der Wechselspannung U für verschiedene Elektrodenabstände a und Werkstoffe als Parameter
• Kupfer-Chrom-Sinterwerkstoff; o Kupfer

troden sowie von den Nutzungsbedingungen ab, die während der Betriebszeit der Schaltstrecke auftreten.

Das elektrische Feld im Raum zwischen den Elektroden ist stark inhomogen, was auch Ursache für das Auftreten charakteristischer Vorentladungserscheinungen sein kann.

Aus der großen Anzahl von Materialien, die sich theoretisch für Elektroden von Vakuumschaltstrecken eignen, werden gegenwärtig drei verwendet:

1. Legierungen auf der Basis von Kupfer mit Zusätzen von hauptsächlich Wismut, das dem Verschweißen der Kontaktstellen vorbeugt
2. Kupfer-Wolfram-Silber-Legierungen
3. Kupfer-Chrom-Sinterwerkstoffe mit guten Abbrandeigenschaften.

Die Spannungsprüfungen der Vakuumschaltkammern wurden mit Wechselspannung und Stoßspannung 1,2/50 μs an kompletten Vakuumschaltkammern durchgeführt. Das Vakuum lag in der Größenordnung von 10^{-6} hPa.

Bild 4 zeigt die Form der untersuchten Elektroden. Es wurden Elektroden aus Kupfer und aus Kupfer-Chrom-Sinterwerkstoff verwendet. Die Durchschlagswechselspannung U in Abhängigkeit vom Emissionsstrom I_e bei verschiedenen Elektrodenabständen ist im Bild 5 dargestellt. Es ist erkennbar, daß bei Verwendung eines Kupfer-Chrom-Sinterwerkstoffes ein größerer Emissionsstrom auftritt als bei Kupferelektroden.

Bild 6 zeigt, daß die 50-Hz-Durchschlagswechselspannung U in Abhängigkeit vom Elektrodenabstand a bei beiden Elektrodenwerkstoffen etwa gleich ist. Bei Stoßspannung jedoch zeigten sich deutliche Unterschiede. Die Stoßdurchschlagsspannung liegt bei Elektroden aus Kupfer-Chrom-Sinterwerkstoff bedeutend niedriger als bei Elektroden aus Kupfer.

Im Bild 7 wird die äußere Überschlagswechselspannung U als Funktion des Überschlagweges l dargestellt. Es werden Werte von 25 kV/cm bis 7 kV/cm je nach Überschlagsweglänge erreicht. Charakteristisch ist die große Ähnlichkeit der Ergebnisse für zwei verschiedene äußere Gehäuseisolationen.

Die Überschlagsspannung U der Gehäuseisolation von Vakuumschaltkammern, mit einer Spezialkeramik isoliert, zeigt Bild 8. Geprüft wurden Vakuumschaltkammern für 10- und 20-kV-Vakuumschalter. Die Überschlagswerte der äußeren Isolation bei Stoßspannung liegen über denen der 50-Hz-Wechselspannung, ganz im Gegensatz zu den Durchschlagsspannungen zwischen den Elektroden der Schaltstrecke. Dieses Verhalten ist sehr günstig im Hinblick auf notwendige Prüfspannungen im Rahmen der Isolationskoordination des Standardwerkes. Die Durchbruchsspannungswerte wurden an Neuwertisolationen der Vakuumschaltkammer ermittelt. Sie müssen noch ergänzt werden durch Versuche mit in Betrieb gewesenen Vakuumschaltkammer-Isolationen.

3. Der Schaltlichtbogen und Aspekte seiner Löschung

Ein weiteres Arbeitsgebiet widmet sich der Theorie des Schaltlichtbogens, die sehr eng mit der Konstruktion von Vakuumschaltstrecken verbunden ist. Die Konzeption eines geometrischen Modells des Lichtbogens sowie des Durchflusses der Teilchen ist im Bild 9 dargestellt. Der Kathodenfleck mit dem Durchmesser $2a$ emittiert einen Elektrodenstrom sowie einen Atomstrom und neutrale Teilchen des Metalldampfes der Kathode, wie auch einen Strom von Makroteilchen, hauptsächlich vom Rand des Kathodenfleckes aus. Die Ströme bilden im Gebiet der Ionisierung einen Bereich, der charakterisiert wird durch hohen Druck, große Dichte und eine hohe Temperatur der Elektronen, die eine intensive Stoßionisierung sichern.

Bild 6. Überschlagsspannung U als Funktion des Abstandes a zwischen den Elektroden aus
– – – Kupfer-Chrom-Sinterwerkstoff
——— Kupfer

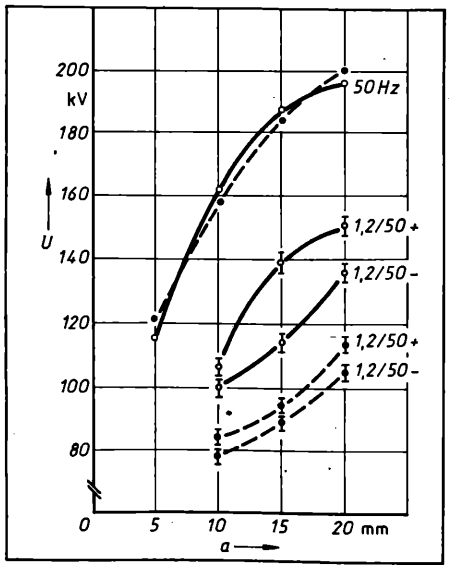


Bild 7. Wechselspannung U des Außenüberschlages als Funktion der wirksamen Strecke l
1 Quarzglas; *2* Alundumkeramik

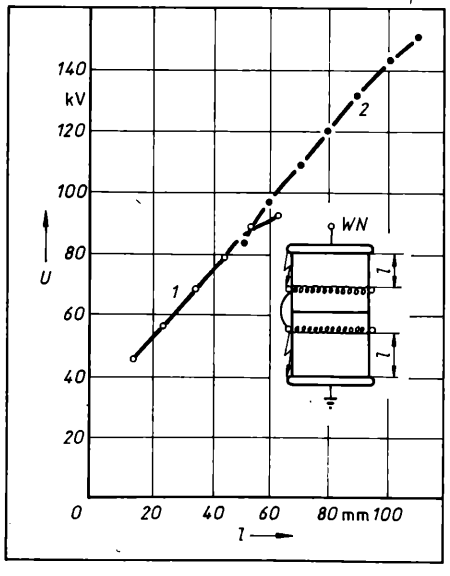
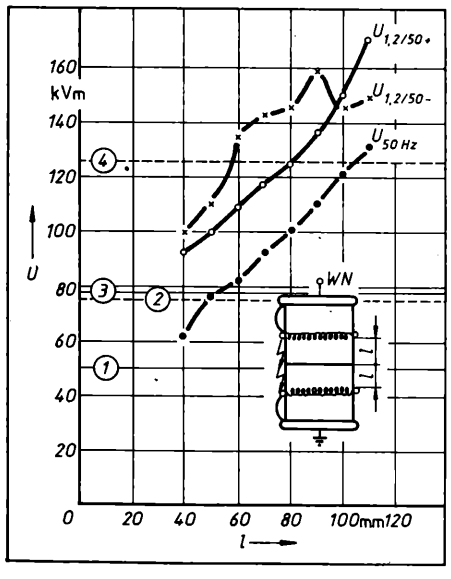


Bild 8. Wechsel- und Stoß-Überschlagsspannung als Funktion der wirksamen Strecke l des Außenüberschlages auf der Fläche des Isolierkörpers aus Alundumkeramik
Prüfwerte für
1 und *2*: U_n = 10 kV
3 und *4*: U_n = 20 kV



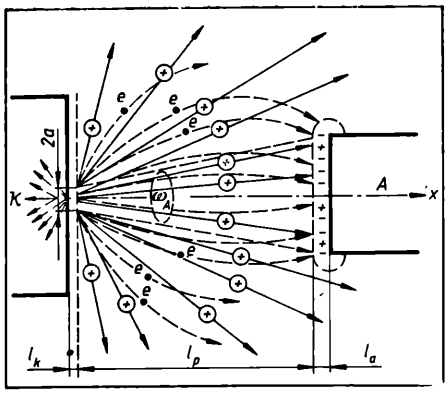


Bild 9. Geometrisches Modell des Bogens und der Molekülströmung

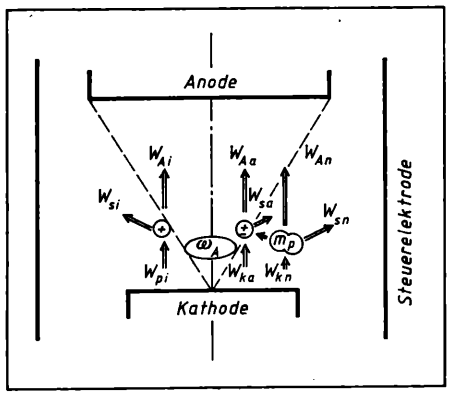


Bild 10. Masseverteilung zwischen den Elektroden unter Berücksichtigung des Anodenanteils

Im Bild 10 ist schematisch die Ausbreitung der Masse zwischen den Elektroden dargestellt, wobei in der Bilanz der Masse auch der Anteil von der Anode berücksichtigt wurde. Die gesamte relative Erosion der Kathode setzt sich zusammen aus der „produzierenden" Masse im Gebiet der Ionisierung der positiven Ionen, aus der aus dem Rand des Kathodenfleckes emittierten Masse in Form von Makroteilchen, sowie aus der Masse der Atome des Metalldampfes, die hauptsächlich an angewärmten Stellen entstehen, die aber außerhalb der Oberfläche des Kathodenfleckes liegen. Die durchgeführten Berechnungen der Bilanz der Masse zeigen, daß durch die Erosion der Kathode tatsächlich bei der Bildung von positiven Ionen und Mikroteilchen Masse abwandert.

Daraus kann die sehr wichtige Schlußfolgerung gezogen werden, daß der Ionisierungsgrad etwa 96 bis 100 % der neutralen, von der Oberfläche des Kathodenfleckes emittierten Atome beträgt. Der expandierende Plasmastrom beinhaltet also ausschließlich positive Teilchen.

Die vorgestellte Methode kann trotz vieler notwendiger Vereinfachungen zur Analyse der Erscheinungen der Verteilung des Potentials im Diffusions-Vakuum-Bogen verwendet werden, was zur Beschreibung des Modelles des Diffusions-Lichtbogens beiträgt. Weitere Untersuchungen betreffen den Ionenstrom zur Abschirmung der Elektroden und zur Sicherung der Isolierung der inneren Gefäßwand.

Mit dem Beitrag will der Verfasser auf Ergebnisse aufmerksam machen, die in der Volksrepublik Polen zur Entwicklung von Vakuumschaltkammern für Mittel- und Niederspannung geführt haben, mit Werten, die dem internationalen Stand entsprechen.

Literatur

[1] *Mościcka-Grzesiak, H.; Gruszka, H.:* Anwendung der elektrolytischen Metallbearbeitung sowie der Stromkonditionierungsmethode von Elektronenemission zur Mikroprofilgestaltung der Oberfläche von Hochspannungselementen der Vakuumsysteme. Wissenschaftliche Hefte der TH Poznań „Elektryka" (1985) 29

[2] *Królikowski, Cz.; Mościcka-Grzesiak, H.; Górczewski, W.; Stroiński, M.:* Isoliersystem der Vakuumschaltkammer. Wissenschaftliche Hefte der TH Poznań „Elektryka" (1985) 29

[3] *Królikowski, Cz.:* Einige Eigenschaften des Vakuumbogens, der Nachbogeneffekte, der Vakuumisolierung, des Einflusses von Parametern des Stromkreises auf die Arbeit der Vakuumkontakte sowie einige Möglichkeiten der Vakuumausnutzung. Wissenschaftliche Hefte der TH Poznań „Elektryka" (1983) 25

EA 5722

Spezielle Kurzschlußverhältnisse in Drehstrom-Niederspannungsanlagen

D. Stade, KDT, Ilmenau; H. Schau, KDT, Erfurt

Zum 30. Gründungsjubiläum des Institutes „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" Berlin

Eine technisch und ökonomisch begründete Gestaltung und Bemessung von Elektroenergiesystemen und -anlagen setzt die Kenntnis der Betriebs- und Fehlervorgänge voraus. Höhe und zeitlicher Verlauf der Kurzschlußströme sind dabei bedeutende Kriterien. Durch die größten Kurzschlußströme sind die maximalen dynamischen und thermischen Beanspruchungen der Anlageteile gegeben. Von Bedeutung für Auswahl und Einstellung der Schutzeinrichtungen sowie für die Funktionstüchtigkeit der Schutzmaßnahme sind dagegen die kleinsten Kurzschlußströme. Betriebssicherheit und Wirtschaftlichkeit von Elektroenergiesystemen und -anlagen hängen deshalb nicht zuletzt von der genauen Kenntnis und Erfassung aller Einflußfaktoren auf die Kurzschlußströme ab.

Wie das internationale Störgeschehen zeigt, sind Störlichtbögen selbst durch aufwendige Isolierungen nicht vollständig auszuschließen [1]. Sie stellen somit wichtige Einflußgrößen auf die Kurzschlußströme dar, die uns allerdings nur in unzureichendem Maße bekannt sind. Ihre näherungsweise Berücksichtigung in bestehenden Berechnungsverfahren des internationalen Vorschriftenwerkes führt in den meisten Fällen zu unbefriedigenden Resultaten.

Die Berechnung der Störlichtbogenvorgänge wird durch das zeitvariante und nichtlineare elektrische Lichtbogenverhalten erschwert. Dessen Berücksichtigung in Abhängigkeit von den vielfältigen Einflußgrößen (Umgebungsverhältnisse, Stromkreis, Elektrodenkonfiguration usw.) ist jedoch die unabdingbare Voraussetzung für ausreichend genaue Ergebnisse bei der Projektierung und Konstruktion von Drehstrom-Niederspannungsanlagen.

Umfangreiche meßtechnische Untersuchungen im Hochleistungsprüffeld der Sektion Elektrotechnik der Technischen Hochschule Ilmenau und des Institutes Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik Berlin dienten deshalb der Klärung des Verhaltens von Störlichtbögen und der Bestimmung statistisch gesicherter Kennwerte für eine Einbeziehung von Störlichtbögen in die Kurzschlußstromberechnung.

1. Existenzbedingungen für Niederspannungs-Störlichtbögen

Bestimmend für das Verhalten von Störlichtbögen sind die Lichtbogenlänge bzw. der Abstand der Elektroden d, zwischen denen der Lichtbogen auftritt.

Die Möglichkeit der Ausbildung stabil brennender Störlichtbögen in elektrotechnischen Anlagen hängt damit sowohl von den elektrischen Parametern des Netzes als auch von der Geometrie der leitfähigen Anlagenteile, die als potentielle Elektroden für Störlichtbögen anzusehen sind, sowie von Umhausungen (Stahlblechkapselung) und ähnliches ab. Der im Bild 1 gezeigte Grenzelektrodenabstand d_{grenz} gibt Auskunft darüber, ob bei gegebenen elektrischen Parametern stabil brennende Störlichtbögen auftreten können. Gibt es in der betrachteten Anlage Elektrodenabstände $d \leqq d_{grenz}$, so ist die Existenz von Störlichtbögen prinzipiell möglich. Bild 1 liefert neben den Geometriebedingungen für stabil brennende Störlichtbögen (konstruktive Gesichtspunkte) Aussagen darüber, in welchen Fällen der Störlichtbogen als Einflußgröße bei der Kurzschlußstromberechnung Berücksichtigung finden muß.

Im Bild 1 wird der Kurzschlußstromkreis durch die Größen

- Netznennspannung U_{Nn}
- dreipoliger Anfangskurzschlußwechselstrom (ohne Berücksichtigung des Störlichtbogeneinflusses) $I''_{k(3)}$
- Verhältnis der Ersatzresistanz zur -reaktanz (Mitsystem) R_1/X_1

charakterisiert. Aus der Analyse repräsentativer Niederspannungs-Strahlennetze ist ersichtlich, daß großen Kurzschlußströmen $I''_{k(3)}$ kleine Verhältnisse R_1/X_1 zugeordnet sind und umgekehrt. Die Beachtung dieses Zusammenhanges führt zu der Erkenntnis, daß die

Dr. sc. techn. *Dietrich Stade* ist Hochschuldozent an der Technischen Hochschule Ilmenau, Sektion Elektrotechnik.

Dr.-Ing. *Holger Schau* ist Mitarbeiter für Grundlagenarbeit im VEB Starkstromanlagenbau Leipzig – Halle, Projektierungsbereich Erfurt.

Grenzabstände d_{grenz} im Bereich der Fehlerströme bis etwa 10 kA von Bedeutung sind, während für $I''_{k(3)} > 10$ kA immer mit dem Auftreten stabil brennender Störlichtbögen zu rechnen ist. Die Häufigkeitsverteilungen für $I''_{k(3)}$ und R_1/X_1 nach Bild 2 verdeutlichen jedoch unter Berücksichtigung der Geometrieverhältnisse in Drehstrom-Niederspannungsanlagen, daß für sehr viele Netzknotenpunkte, denen ein Bereich $I''_{k(3)} > 10$ kA zuzuordnen ist, erfüllte Existenzbedingungen vorliegen.

2. Berechnungsgrundlagen

Lichtbogenkurzschlüsse in Drehstrom-Niederspannungsanlagen sind im allgemeinen durch das zeitgleiche Auftreten mehrerer, meist wandernder Lichtbögen gekennzeichnet, die sich zwischen den Leitern des Drehstromsystems ausbilden.

Bei für Drehstrom-Niederspannungsanlagen typischen Konfigurationen der leitfähigen Anlageteile dominiert im Verlaufe der Lichtbogenstörung — unabhängig von deren Entstehung und Entwicklung — der dreipolige Lichtbogenkurzschluß, so daß bei der Berechnung des Anfangskurzschlußwechselstromes vom dreipoligen Fehler ausgegangen werden muß. Bild 3a zeigt den Ersatzstromkreis für den dreipoligen Fehlerfall, der unseren Berechnungsvorschriften zugrunde liegt. Die Integration der diesen Stromkreis beschreibenden Differentialgleichung

$$\frac{1}{\sqrt{3}} u_{Nn}(\omega t) = i_{k(3)} R_1 + \frac{\mathrm{d}\, i_{k(3)}}{\mathrm{d}\, \omega t} X_1 \tag{1}$$

liefert den zeitlichen Verlauf des dreipoligen Kurzschlußstromes $i_{k(3)}(\omega t)$, aus dem die charakteristischen Kurzschlußstromgrößen wie beispielsweise $I''_{k(3)}$ bestimmt werden. In Verfolgung dieses Berechnungsweges gelingt es, Störlichtbögen als nichtlineare und zeitvariante Netzelemente in Form einer Ersatzlichtbogenspannung $u_L(\omega t)$ in o. g. Ersatzstromkreis einzufügen (Bild 3b):

$$\frac{1}{\sqrt{3}} u_{Nn}(\omega t) = i_{kLB} R_1 + \frac{\mathrm{d}\, i_{kLB}}{\mathrm{d}\, \omega t} X_1 + u_L(\omega t). \tag{2}$$

Die Funktion $u_L(\omega t)$ leitet sich aus der Spannung zwischen den Elektroden eines Störlichtbogens her. Hinsichtlich dieser Spannung sind prinzipiell Zeitintervalle der Nichtexistenz und der Existenz (Brennintervalle) des Lichtbogens zu berücksichtigen (Bild 4). Innerhalb der einzelnen Brennintervalle wird diese Spannung in ausgezeichneter Näherung durch jeweils konstante Spannungswerte beschrieben, deren Vorzeichen der Polarität des fließenden Stromes und deren Größe den Mittelwerten aus den Momentanwerten der tatsächlich vorliegenden Brennspannung in den betreffenden Intervallen entspricht. Ausgehend davon ergibt sich auch für den zeitlichen Verlauf der Ersatzlichtbogenspannung

$$u_L(\omega t) = \begin{cases} \dfrac{1}{\sqrt{3}} u_{Nn}(\omega t) & \text{für} \quad \omega t_\nu < \omega t < \omega t_{z\nu} \\ U_{B\nu}\, \mathrm{sign}\,(i_{kLB}) & \text{für} \quad \omega t_{z\nu} \leqq \omega t \leqq \omega t_{\nu+1} \end{cases} \tag{3}$$

Für die mit $\nu = 0, 1, 2, \ldots$ numerierte Halbperioden des Stromes i_{kLB} entsprechen die Intervallgrenzen ωt_ν den Zeitpunkten für die natürlichen Stromnulldurchgänge. Die jeweils den Beginn der Brennintervalle kennzeichnenden Winkel $\omega t_{z\nu}$ ergeben sich aus den Wiederzündbedingungen nach dem Verlöschen des Lichtbogens im natürlichen Stromnulldurchgang [2].

Der Zeitverlauf $u_L(\omega t)$ ist durch eine Folge konstanter Brennspannungswerte $U_{B\nu}$ gekennzeichnet, deren Höhe sich aufgrund des zeitvarianten Charakters und der Stochastik der Lichtbogenvorgänge im allgemeinen von Intervall zu Intervall unregelmäßig verändert.

Die Brennspannungswerte $U_{B\nu}$ liegen statistisch verteilt in einem bestimmten Streuband (gestutzte Verteilung). Die relative Häufigkeit der einzelnen $U_{B\nu}$-Werte während des gesamten Kurzschlußvorganges entspricht der statistischen Wahrscheinlichkeit ihres Auftretens im ν-ten Brennintervall.

Die Analyse der Verteilungen der Brennspannungswerte (Summenhäufigkeiten) ergibt für Werte $U_{B\nu}$ gleicher statistischer Wahrscheinlichkeit empirische Bestimmungsgleichungen der Form

$$U_{B\nu} = \begin{cases} A + B\, U_{Nn}{}^x\, d & \text{für} \quad d \leqq 60\ \mathrm{mm} \\ C\, U_{Nn}{}^y + D\, d & \text{für} \quad d > 60\ \mathrm{mm} \end{cases} \tag{4}$$

U_{Nn}; $U_{B\nu}$ in Volt[1]).

[1]) Die Unterteilung des Gültigkeitsbereichs der Bestimmungsgleichung hinsichtlich der Elektrodenabstände d erfolgte aus formellen mathematischen Gründen (Approximation) und hat keine physikalischen Ursachen.

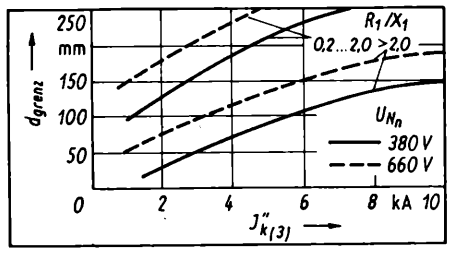


Bild 1. Diagramm zur Bestimmung des Grenzabstandes d_{grenz} (Existenzbedingungen)

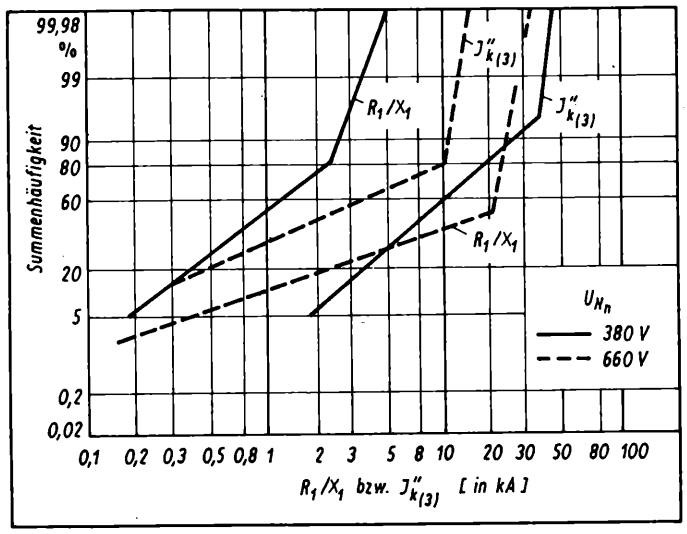


Bild 2. Summenhäufigkeiten von $I''_{k(3)}$ und R_1/X_1 für repräsentative Drehstrom-Niederspannungsnetze (Approximation durch Geraden)

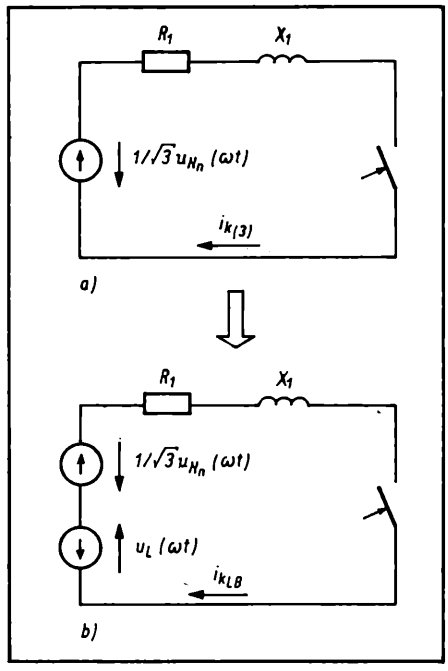


Bild 3. Ersatzstromkreise für die Berechnung der dreipoligen Kurzschlußströme

a) ohne } Störlichtbogenrückzündung
b) mit }

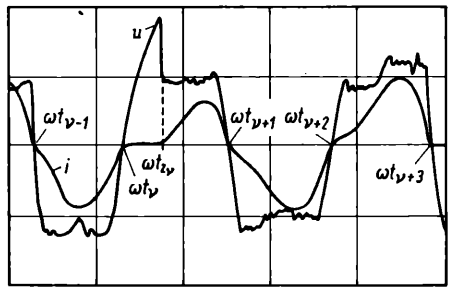


Bild 4. Oszillogramm des Stromes i und der Spannung u einer Lichtbogenentladungsstrecke

Besondere Bedeutung besitzen der 50 %-Wert und der 80 %-Wert der $U_{B\nu}$-Verteilung, für die die Konstanten nach Tafel 1 gelten. Der 50 %-Wert entspricht in guter Näherung dem Mittelwert der Spannungen $U_{B\nu}$.

Der 80 %-Wert U_{B80} dagegen charakterisiert die Grenze zwischen stabilen und instabilen Brennverhalten von Störlichtbögen. Treten während des Kurzschlußvorganges Lichtbogenspannungswerte

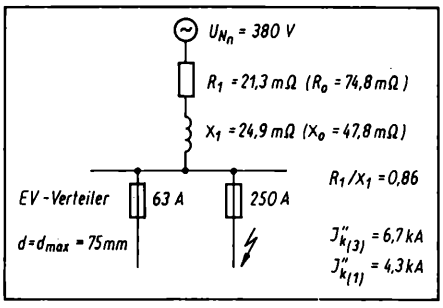


Bild 5. Ersatzschaltbild einer Niederspannungsanlage (Beispiel)

Tafel 1. 50 %- und 80 %-Wert der U_{Bv}-Verteilung

U_B	A	B	x	C	D	y
50%-Wert	24,6	0,005	0,91	0,36	0,42	0,88
80%-Wert	35,6	0,012	0,84	1,57	0,22	0,74

Tafel 2. Abstandskenngrößen für ausgewählte Anlagen

Anlagentyp		dmin in mm	dmax in mm
ISA 2000	SF 8, SG 8	20	250
	SF 4, SG 4	20	80
	EV	20	75
	ST	15	120
	UV	25	50
Schaltfeld nach TGL 76-093	Leiteranordnung — — —	20	120
	Leiteranordnung | | |	20	150
Schutzgerüst nach TGL 76-099		20	180
Unibox-Einschubanlage		20	80
SNV-System (250 A, 400 A, 630 A)		10	35, 30, 20
NIS 300		20	60
Gußverteilung		10	50
BSK-System		10	20

$U_{Bv} > U_{B80}$ auf, dann ist im darauffolgenden Brennintervall entweder das Selbstlöschen oder aber eine Stabilisierung in dem Sinne zu verzeichnen, daß $U_{Bv+1} < U_{B80}$ gilt. Der Wert U_{B80} kennzeichnet folglich die größtmögliche integrale Strombegrenzungswirkung von Störlichtbögen. Dabei ist auch die stabilisierende Wirkung von Umhausungen, wie sie in gekapselten Schalt- und Verteilungsanlagen vorliegen, berücksichtigt.

3. Anwendungsgebiete

Ausgehend von der technischen Zielstellung, die die Wahl des Lichtbogenspannungswertes U_{Bv} für eine repräsentative Stromhalbperiode bestimmt, ergibt die Integration der Differentialgleichung (2) in diesem Intervall den zeitlichen Verlauf des Lichtbogenkurzschlußstromes.

Das Hauptanwendungsgebiet der Berechnungsgrundlagen ist in der Ermittlung des Effektivwertes I_{kLB} im Zusammenhang mit der Bestimmung der minimalen Kurzschlußströme in Drehstrom-Niederspannungsanlagen zu sehen, die die Basis für die Auswahl und Einstellung der Kurzschlußschutzeinrichtungen (Sicherungen, magnetische Auslöser usw.) bilden. Die Berücksichtigung des strombegrenzenden Einflusses von Störlichtbögen (Gegenspannung u_L) ist eine wesentliche und notwendige Voraussetzung für das sichere und selektive Erfassen von Lichtbogenkurzschlüssen durch den Kurzschlußschutz der Anlage und damit zur Gewährleistung der erforderlichen Verfügbarkeit der Anlagen und der Abwendung von Gefährdungen des Bedienungspersonals.

Ein Beispiel soll dies verdeutlichen. Ermittelt man die Gesamtausschaltzeit der 250-A-HN-Sicherung für einen Kurzschluß im Abgang eines Energieverteilers entsprechend Bild 5 auf der Grundlage von $I''_{k(3)}$, so ergibt sich mit $I''_{k(3)} = 6{,}7$ kA und der Streuung der Sicherungskennlinie ein Bereich $t_{ges} = 6 \cdots 30$ ms. Im Falle eines Lichtbogenkurzschlusses ist jedoch von einem Kurzschlußstrom $I_{kLB} = 3{,}3$ kA (49 % von $I''_{k(3)}$) auszugehen. Für die Gesamtausschaltzeit folgt

$t_{ges} = 40 \cdots 250$ ms.

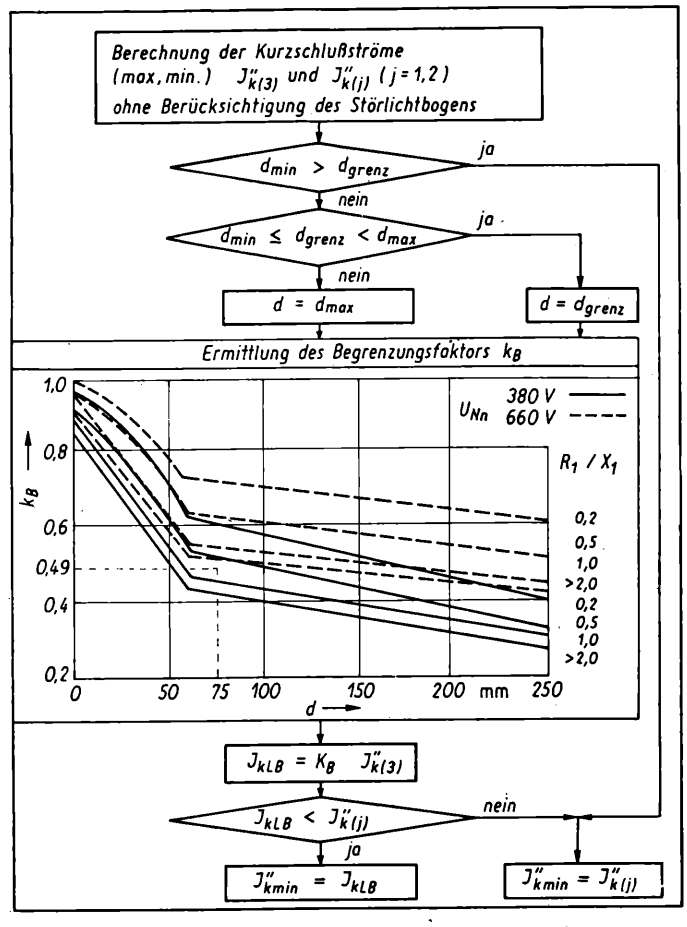


Bild 6. Algorithmus zur Berechnung des minimalen Kurzschlußstromes in Drehstrom-Niederspannungsanlagen

Der Grad der Zerstörungen und Gefährdungen, die von Störlichtbögen hervorgerufen werden, ist wesentlich von deren Einwirkzeit und damit von der Ausschaltzeit beispielsweise einer Sicherung abhängig.

Die Berücksichtigung von Störlichtbögen bei der Berechnung der minimalen Kurzschlußströme erhöht z. B. die Betriebssicherheit der Anlagen im Sinne eines Lichtbogenschutzes durch die Kenntnis der Ansprechsicherheit des Netzschutzes.

Für die Überprüfung der Nullungsfähigkeit (bei der Schutzmaßnahme Nullung) in den Anlagen braucht der Lichtbogenkurzschlußstrom allerdings nicht herangezogen zu werden. Hierfür liefert $I''_{k(1)}$ in Verbindung mit den Abschaltfaktoren, die in unseren Berechnungsvorschriften festgelegt sind, eine ausreichende Sicherheit.

Ein weiteres Anwendungsgebiet der Erkenntnisse über den Störlichtbogen ist im Hinblick auf die konstruktive Anlagengestaltung gegeben. Stellvertretend dafür sei nur die Beurteilung der Frage des Leistungsumsatzes bei Lichtbogenkurzschlüssen in Abhängigkeit von der Anlagengeometrie genannt. Die Berechnung des mittleren Leistungsumsatzes muß dabei vom 50 %-Wert der Brennspannungsverteilung ausgehen.

4. Algorithmus zur Berechnung der minimalen Kurzschlußströme

Ausgangspunkt einer im Interesse der praktikablen ingenieurmäßigen Nutzung erfolgten Aufbereitung der Berechnungsgrundlagen für die Berücksichtigung von Störlichtbögen bei der Bestimmung der minimalen Kurzschlußströme ist die Auswertung der den Kurzschluß-Ersatzstromkreis beschreibenden Differentialgleichung (2). Die Lösung dieser Gleichung liefert einen Strombegrenzungsfaktor k_B

$$k_B = f(U_{Bv}) = \frac{I_{kLB}}{I''_{k(3)}}, \qquad (5)$$

der die Fehlerstrombestimmung direkt aus dem dreipoligen Kurzschlußstrom $I''_{k(3)}$ erlaubt [3]. Die Möglichkeit des selbständigen Verlöschens von Störlichtbogen führt dazu, nicht den Mittelwert (50 %-Wert), sondern den 80 %-Wert der Summenhäufigkeitsverteilung der Brennspannungswerte U_{Bv} für die Ermittlung von k_B anzusetzen. Über die Potenzfunktion (4) für U_{B80} ergibt sich k_B direkt

in Abhängigkeit der Anlagenparameter

$$k_B = f(U_{Nn}, R_1/X_1, d). \quad (6)$$

Die z.T. außerordentlich komplizierte Leiterkonfiguration in den Anlagen zwingt zu Festlegungen bezüglich des wirksamen Elektrodenabstandes d. Für den betrachteten Anlagenbereich sind deshalb die charakteristischen minimalen und maximalen Abstände zwischen benachbarten Leitern des Drehstromsystems d_{min} und d_{max} heranzuziehen, aus denen sich d als Geometriekenngröße bestimmt. Für ausgewählte Schalt- und Verteilungsanlagen sind die Abstandskenngrößen in der Tafel 2 zusammengestellt.

Damit ergibt sich für die Bestimmung der minimalen Kurzschlußströme folgende Vorgehensweise, die im Bild 6 zusammengefaßt ist.

Zunächst ist aus Bild 1 anhand der elektrischen Anlagenparameter der Grenzabstand $d_{grenz} = f(U_{Nn}, I''_{k(3)}, R_1/X_1)$ für die Beurteilung der Existenzmöglichkeit von Störlichtbögen zu bestimmen. Für $d_{min} > d_{grenz}$ ist der minimale Kurzschlußstrom ohne die Berücksichtigung von Störlichtbögen zu berechnen, da deren Existenz ausgeschlossen werden kann:

$$I''_{k\,min} = I''_{k(j)} = \min\left\{I''_{k(1)}, I''_{k(2)}, I''_{k(3)}\right\}. \quad (7)$$

Anderenfalls ist der wirksame Elektrodenabstand d aus d_{min}, d_{max} und d_{grenz} entsprechend Bild 6 zu ermitteln. Mit d lassen sich über $k_B = f(U_{Nn}, R_1/X_1, d)$ gemäß Bild 6 der Strombegrenzungsfaktor und schließlich der Lichtbogenkurzschlußstrom

$$I_{kLB} = k_B\, I''_{k(3)} \quad (8)$$

bestimmen. Durch Vergleich von I_{kLB} mit $I''_{k(j)}$ ergibt sich dann der minimale Kurzschlußstrom $I''_{k\,min}$. Im bereits betrachteten Beispiel aus Bild 5 ist der im Hinblick auf den Kurzschlußschutz interessierende Strom der Lichtbogenkurzschlußstrom

$$I''_{k\,min} = I_{kLB}$$

da

$$I_{kLB} = 3{,}3\,\text{kA} < I''_{k(j)} = I''_{k(1)} = 4{,}3\,\text{kA}$$

gilt.

Literatur

[1] *Vogler, J.*: Auswirkungen von Störlichtbögen in Niederspannungs-Schaltanlagen. Wiss. Konf. IH Zittau 1982, Konf.-beitr. Session III

[2] *Schau, H.; Stade, D.; Pezold, R.*: Berechnung der Strom-Spannungs-Verhältnisse in Drehstromsystemen unter Berücksichtigung von Lichtbögen. 28. Intern. Wiss. Koll. TH Ilmenau 1983, Vortragsreihe A, S.139—142

[3] *Stade, D.; Schau, H.*: Berechnung der minimalen Kurzschlußströme unter Berücksichtigung von Störlichtbögen. Der Elektro-Praktiker, Berlin 38 (1984) 4, S. 136—138

EA 5571

Soeben erschienen

Taschenbuch Elektrotechnik

Band 1. Allgemeine Grundlagen

Herausgegeben von Prof. Dr. sc. techn. Dr. techn. h. c. *Eugen Philippow*. Berlin: VEB Verlag Technik 1986. 876 Seiten, 681 Bilder, 203 Tafeln. Kunstleder 30,— Mark. Bestell-Nr. 553443 6

Das „Taschenbuch Elektrotechnik" gilt heute als das umfassendste Nachschlagewerk über die gesamte Elektrotechnik/Elektronik und ihre Grenzgebiete. Daher ist es für viele Wissenschaftler, Ingenieure und Studenten zu einem unentbehrlichen Ratgeber geworden. Die 3., stark bearbeitete Auflage berücksichtigt die Fortschritte, die in den letzten Jahren in Theorie und Praxis der Elektrotechnik gemacht wurden. So wurde der Band 1 um neue mathematische Verfahren erweitert (Numerische Verfahren zur Feldberechnung, topologische Verfahren zur Netzwerkanalyse, Graphentheorie, Verfahren der Zustandsgleichungen, Wahrscheinlichkeitsrechnung und mathematische Statistik, mathematische Optimierung). Es wurden Ausführungen über neue, zukunftsträchtige Werkstoffe aufgenommen (Magnetisch halbharte und amorphe Weichmagnetische Legierungen, Supraleiter-, Halbleiter- und Verbundwerkstoffe), und stark expandierende Techniken (z.B. Sensortechnik) werden ihrer Bedeutung entsprechend beschrieben. Der gesamte Stoff wurde überarbeitet, einige Beiträge gestrafft und jene neu gewonnener Autoren neu verfaßt.

Das Werk umfaßt: 1. Theoretische Grundlagen der Elektrotechnik 2. Mathematik und spezielle Rechenverfahren der Elektrotechnik 3. Elektrophysik 4. Meßsysteme. Einheiten 5. Elektrische Meßtechnik 6. Werkstoffe der Elektrotechnik 7. Register

Die Redaktion

Drehzahlstellung von Hochspannungs-Asynchronmotoren

H. Biesenack; F. Hillmann; Ilmenau

Verwendete Formelzeichen

$I_{1\nu}$	Oberschwingungsstrom Ständer
$I_{2\nu}$	Oberschwingungsstrom Läufer
$K_{R\nu}$, $K_{L\nu}$	Stromverdrängungsfaktoren
R_1	Ständerwiderstand
R_2	Läuferwiderstand
U_{11}	Grundschwingungsspannung Ständer
$U_{1\nu}$	Oberschwingungsspannung Ständer
$V_{Cu1\nu}$	Oberschwingungsständerwicklungsverluste
$V_{Cu2\nu}$	Oberschwingungsläuferwicklungsverluste
$V_{Fe\nu}$	Oberschwingungsummagnetisierungsverluste
V_{H1}	Grundschwingungshystereseverluste
$V_{H\nu}$	Oberschwingungshystereseverluste
V_{W1}	Grundschwingungswirbelstromverluste
$V_{W\nu}$	Oberschwingungswirbelstromverluste
ν	Ordnungszahl der Oberschwingungen

Durch die Fortschritte auf dem Gebiet der Leistungs- und Mikroelektronik gelingt es zunehmend besser, den Anforderungen der modernen Antriebstechnik mit Drehfeldmaschinen zu entsprechen. Damit wurde ein entscheidender Beitrag zur Realisierung wartungsarmer Antriebe geleistet. Drehzahlvariable Antriebe auf der Grundlage von Drehfeldmaschinen werden heute bis in den MW-Bereich hinein eingesetzt. Bei derartig hohen Leistungen wurde in der Vergangenheit bei Verwendung von Hochspannungs-Asynchronmaschinen und für Drehzahlen unterhalb der Nenndrehzahl die untersynchrone Stromrichterkaskade verwendet. Der Übergang zu wechselrichtergespeisten Maschinen hoher Leistung ist zu erkennen. Für zukünftig zu produzierende Maschinen ist daher die Kenntnis des Betriebsverhaltens bei Drehzahlstellung notwendig. Die Ermittlung der hierfür notwendigen thermischen Grenzkurven ermöglicht Aussagen zur Realisierbarkeit einzelner Antriebsprobleme. Diese Aussage gilt auch für die in den vorangegangenen Artikeln diskutierten materialreduzierten Asynchronmaschinen im oberen Leistungsbereich. Über eine Vorausberechnung der thermischen Grenzkurven können Aussagen für Antriebsfälle bei einer möglichen Produktionseinführung gewonnen werden.

1. Berechnung thermischer Grenzkurven

Der mögliche Drehzahl-Drehmoment-Bereich eines drehzahlgestellten Asynchronmotorenantriebs, bei dem keine unzulässig hohen Erwärmungen in der Maschine auftreten, wird durch die thermische Grenzkurve begrenzt. Durch nicht sinusförmige Speisespannungen treten in den Wicklungen und im Eisen zusätzliche Verluste auf, die eine Reduzierung des möglichen Belastungsmomentes zur Folge haben. In Abhängigkeit von der Speisefrequenz ändern sich diese zusätzlichen Verluste und über die Drehzahländerung auch die Kühlbedingungen der Maschine, so daß für jede Drehzahl die thermischen Grenzpunkte zu bestimmen sind.

Auf die Möglichkeiten zur Drehzahlstellung von Hochspannungs-Asynchronmaschinen wurde bereits in [1] eingegangen. Entsprechend des eingesetzten Umrichtertyps und des Steuerverfahrens ergeben sich unterschiedliche Verläufe der Maschinenspannung und damit auch unterschiedliche Oberschwingungsspektren dieser Spannung. Die Höhe der zusätzlichen Verluste in der Maschine ist stark vom Oberschwingungsspektrum abhängig. Zur Bestimmung der thermischen Grenzkurven ist die Berechnung der zusätzlichen Verluste in der Maschine erforderlich. Weiterhin müssen die Kühlbedingungen für den interessierenden Drehzahlbereich bekannt sein.

Prof. Dr. sc. techn. *Hartmut Biesenack* ist Wissenschaftsbereichsleiter an der Hochschule für Verkehrswesen „Friedrich List", Sektion Fahrzeugtechnik. Dipl.-Ing. *Frank Hillmann* ist wissenschaftlicher Assistent im Wissenschaftsbereich Elektromechanik und Technologie der Sektion ET der TH Ilmenau.

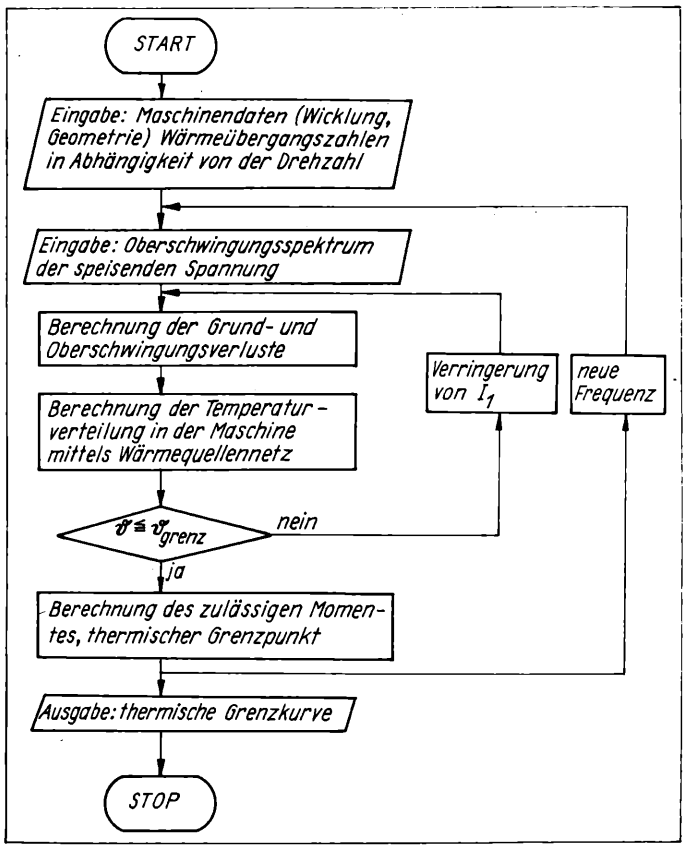


Bild 1. Blockdiagramm zur Berechnung der thermischen Grenzkurven

Für die Vorausberechnung der thermischen Grenzkurven oberflächenbelüfteter Hochspannungs-Asynchronmaschinen wurde ein Algorithmus erarbeitet, der die Kenntnis der Daten der Maschine, des Oberschwingungsspektrums der Speisespannung und der Wärmeabgabezahlen in Abhängigkeit von der Drehzahl voraussetzt (Bild 1). Im Vergleich zu den in [2] und [3] angegebenen Möglichkeiten wird hier die Temperaturverteilung in den einzelnen Maschinenteilen berücksichtigt.

Zur Berechnung der zusätzlichen Verluste werden die Oberschwingungsströme nach dem im Bild 2 dargestellten Ersatzschaltbild ermittelt.

Die Stromverdrängungsfaktoren K_R und K_L werden in Abhängigkeit von der Frequenz entsprechend der vorhandenen Läufernutgeometrie bestimmt.

Neben den Grundschwingungsverlusten, die auf die herkömmliche Art berechnet werden bzw. vom Hersteller zu erfragen sind, werden folgende zusätzliche Verluste durch Oberschwingungen berücksichtigt:

— Ständerwicklungsverluste

$$V_{Cu1\nu} = 3 \sum_{\nu=2}^{\infty} I_{1\nu}^2 R_1 \tag{1}$$

— Läuferwicklungsverluste

$$V_{Cu2\nu} = 3 \sum_{\nu=2}^{\infty} I_{2\nu}^2 K_{R\nu} R_2 \tag{2}$$

— Ummagnetisierungsverluste

$$V_{W\nu} = V_{W1} \left(\frac{U_{1\nu}}{U_{11}}\right)^2 \tag{3}$$

$$V_{H\nu} = V_{H1} \left(\frac{U_{1\nu}}{U_{11}}\right)^2 \cdot \frac{1}{\nu} \tag{4}$$

$$V_{Fe\nu} = \sum_{\nu=2}^{\infty} V_{W\nu} + \sum_{\nu=2}^{\infty} V_{H\nu}. \tag{5}$$

Die Reibungsverluste werden in Abhängigkeit von der Drehzahl berechnet und bei der Bestimmung des zulässigen Drehmomentes als Reibmoment berücksichtigt.

Zur Bestimmung der Wärmeabgabezahlen für die einzelnen Maschinenteile wurden an der TH Ilmenau, Sektion ET, Modellmessungen durchgeführt und die Abhängigkeit der WÜZ von der Drehzahl in empirischen Gleichungen dargestellt.

Bild 2. Ersatzschaltbild der Asynchronmaschine für die Oberschwingungen

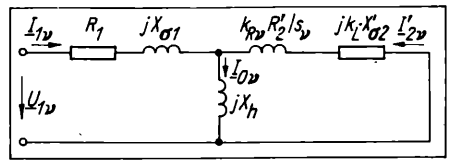
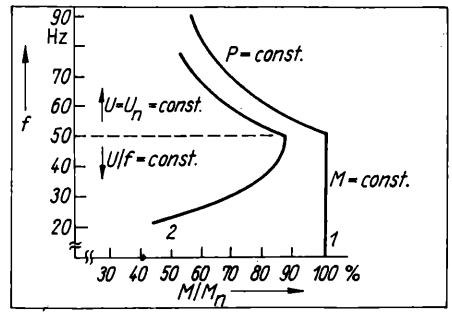
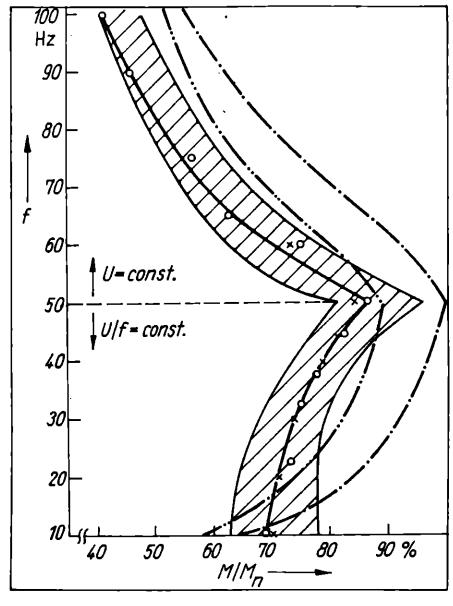


Bild 3. Thermische Grenzkurve eines 200-kW-Asynchronmotor
1 theoretisch möglicher Verlauf bei Kühlbedingungen wie im Nennbetrieb
2 berechnete thermische Grenzkurve





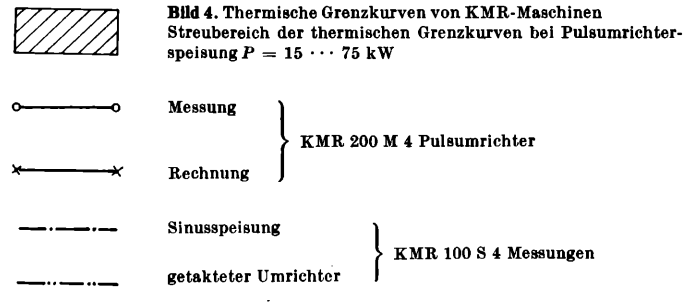


Bild 4. Thermische Grenzkurven von KMR-Maschinen
Streubereich der thermischen Grenzkurven bei Pulsumrichterspeisung $P = 15 \cdots 75$ kW

Nach dem im Bild 1 dargestellten Blockdiagramm wurde für eine 4polige 200-kW-Maschine die thermische Grenzkurve für Speisung über gepulsten Spannungswechselrichter berechnet (Bild 3).

Der Wechselrichter wird bis 50 Hz gepulst mit U/f = konstant betrieben, wodurch der Fluß etwa konstant ist und damit der Motor theoretisch Nennmoment liefern kann. Oberhalb von 50 Hz wird der Wechselrichter bei $U = U_n$ getaktet betrieben. Mit zunehmender Frequenz sinkt der Fluß.

Theoretisch ist Betrieb mit konstanter Leistung möglich. Im Bereich von 50 bis 80 Hz liegen die notwendigen Drehmomentreduzierungen zwischen 12 und 15%. Unterhalb der Nenndrehzahl ergibt sich eine starke Abnahme des möglichen Moments. Es sinkt bei 20 Hz bis auf 45% des Nennmoments ab. Diese starke Absenkung ergibt sich aus der Abnahme der Kühlwirksamkeit des Lüfters bei niedrigen Drehzahlen und bei dem vorhandenen Pulsmuster durch eine starke Zunahme der zusätzlichen Verluste. Dies ist insbesondere auf Oberschwingungen höherer Ordnungszahlen zurückzuführen, die teilweise mit Amplituden von größer als 50% der Grundschwingungsamplitude auftreten.

Diese Berechnungen wurden für materialreduzierte Hochspannungs-Asynchronmaschinen durchgeführt, wodurch keine Mes-

BUCHER

VEM-Handbuch Die Technik der elektrischen Antriebe — Grundlagen

Autorenkollektiv unter Leitung von Prof. Dr.-Ing. habil. *R. Schönfeld*. Herausgeber: Zentrum für Forschung und Technologie des VEB Elektroprojekt und Anlagenbau Berlin. Berlin: VEB Verlag Technik 1986. 8., stark bearbeitete Auflage. 560 Seiten, 457 Bilder, 97 Tafeln. Kunstleder 27,50 Mark. Bestell-Nr. 5534479

In der bewährten Reihe der VEM-Handbücher legt nun der VEB Verlag Technik einen der profiliertesten Vertreter bereits in der 8. Auflage vor. Unter Beibehaltung des bekannten Grundkonzepts sowie des Darstellungsniveaus stellt diese Auflage auf weiten Strecken eine Neufassung dar, mit der alle wesentlichen Aspekte aktueller Entwicklungen auf dem immer noch an Bedeutung zunehmenden Gebiet der elektrischen Antriebstechnik erfaßt werden. Vor allem gehören dazu Prinzipien digitaler Regelungen, ihre gerätetechnische Realisierung mit Hilfe speicherprogrammierbarer Einrichtungen (Mikrorechner, -prozessoren), Neuerungen bei der Verwirklichung geregelter Drehstromantriebe sowie Fortschritte im Bereich der Steuerungstechnik.
In Übereinstimmung mit den bisherigen Auflagen wird der Antrieb (bzw. das Antriebssystem) als Element im Energiefluß zwischen speisendem Netz und Arbeitsmaschine betrachtet, wobei er ausdrücklich als Komponente einer Automatisierungsanlage behandelt und somit auch in dieselbe eingeordnet wird.
Im einzelnen folgen einem einführenden Abschnitt (grundsätzlicher Aufbau, Anpassungsfragen) 3 Kapitel über spezifische Bauelemente zur Realisierung von Antriebssystemen (Motoren und Betätigungselemente, Motordimensionierung und -schutz, leistungselektronische Stellglieder) sowie 2 Abschnitte über die Grundfragen von Regelung und Steuerung, in die auch die Probleme der spezifischen gerätetechnischen Ausführung des informationselektronischen Teilsystems integriert sind. Am Schluß findet der Leser, wie bisher, mehrere Anlagen, die ihm unmittelbar anwendungsbereites Wissen in übersichtlich aggregierter Arbeitsblattform bieten. Das umfassende weiterführende Quellenverzeichnis eignet sich zum Vertiefen erworbenen Wissens.
Insgesamt wird das Buch erneut seinem Anspruch gerecht, Grundkenntnisse der elektrischen Antriebstechnik zum Lösen spezieller und aktueller Aufgabenstellungen zu vermitteln. Die Garantie ihres didaktisch ausgezeichneten Angebotes ist durch das seit der 1. Auflage unveränderte und bewährte Autorenkollektiv (*Schönfeld, Habiger, Stock, Zenkel*) gegeben, das — im übrigen hinreichend in diesem Fachgebiet bekannt — seine umfassenden, vieljährigen Erfahrungen aus Lehre, Forschung und industrieller Praxis auch in dieses Werk einfließen ließ. Somit sind dem klaren, verständlich formulierten Text zahlreiche instruktive Bilder und Tafeln beigefügt.
Das überarbeitete vorgelegte VEM-Handbuch richtet sich wie bisher an Entwicklungs- und Projektierungsingenieure der industriellen Praxis. Infolge seiner ausgeprägt anwendungsorientierten Wissensdarstellung sind nicht nur Elektrotechniker angesprochen, sondern vor allem Nichtspezialisten (Maschinenbauer, Technologen u. a.), die zunehmend Problemen zur Lösung von Antriebsaufgaben gegenüberstehen.
Sie finden dazu hiermit ein ausgezeichnetes Arbeitsmittel vor, zumal die notwendigen Voraussetzungen zum Verständnis des Inhaltes dem allgemeinen Ausbildungsniveau

---

sungen zur Überprüfung der Ergebnisse möglich sind. Deshalb wurde nach Wegen zur Überprüfung des Berechnungsverfahrens gesucht.

2. Meßtechnische Bestimmung thermischer Grenzkurven

Eine meßtechnische Überprüfung der berechneten thermischen Grenzkurven ist auch an den jetzt gefertigten Hochspannungs-Asynchronmaschinen nicht möglich, da kein entsprechender Umrichter zur Verfügung steht. Außerdem sprechen auch ökonomische Gründe gegen eine solche Messung. Es muß deshalb auf andere Maschinentypen zurückgegriffen werden. Dabei stellt sich die Frage der Übertragbarkeit der gewonnenen Ergebnisse. Messungen an Maschinen gleicher Baugröße im Niederspannungsbereich waren mit der vorhandenen Umrichtertechnik nicht realisierbar. So mußten die Messungen an Niederspannungs-Asynchronmaschinen der KMR-Reihe durchgeführt werden. Im Leistungsbereich von 15 bis 75 kW wurden für mehrere Maschinen die thermischen Grenzkurven bei Speisung über einen industriell gefertigten Pulswechselrichter DDU 380/150 mit optimierten Zündmustern durchgeführt. Die Meßergebnisse sind im Bild 4 zusammengestellt.
Vor der Bestimmung der thermischen Grenzpunkte bei verschiedenen Frequenzen wurde die Erwärmung im Nennbetrieb gemessen. Dazu wurde die Maschine im Ständer mit Thermoelementen bestückt und außerdem die mittlere Wicklungsübertemperatur aus der Widerstandsänderung berechnet. Die bei Nennmoment gemessenen Temperaturen wurden als Grenzwert für die Bestimmung der thermischen Grenzpunkte festgelegt. Die thermische Reserve bis zur Grenztemperatur entsprechend der Wärmebeständigkeitsklasse bleibt somit erhalten. Dies ist für Lebensdauer und maximal mögliche Anlaßhäufigkeit von Bedeutung.
Mit steigender Maschinenleistung vergrößert sich die notwendige Momentreduzierung. Im Frequenzbereich oberhalb 50 Hz liegt die notwendige Absenkung zwischen 10 und 15%. Im Frequenzbereich kleiner 50 Hz ergibt sich eine relativ starke Schwankung der Meßwerte im Streuband, da durch Pulsmusterwechsel auch die Verlustbilanz der Maschine beeinflußt wird. Im Bereich kleiner 30 Hz sinkt die Belastbarkeit kaum noch, obwohl die Kühlwirkung des Eigenlüfters merklich zurückgeht.
Speziell für die vierpolige 37-kW-Maschine wurde die gemessene Kurve mit dem oben beschriebenen Algorithmus nachgerechnet und eine gute Übereinstimmung erzielt (Bild 4).
Weiterhin wurden Messungen an einer vierpoligen 3-kW-Maschine bei Speisung über einen getakteten Transistorwechselrichter durchgeführt. Dabei gilt bis 50 Hz U/f = konstant und oberhalb 50 Hz U = konstant. Zum Vergleich wurde die Maschine im selben Frequenzbereich mit sinusförmiger Spannung gespeist. Die entsprechenden Kurven sind im Bild 4 dargestellt. Im Unterschied zum gepulsten Betrieb ergeben sich im Frequenzbereich von 25 bis 45 Hz bessere Betriebswerte. Unterhalb von 20 Hz ist aber das Moment stärker zu reduzieren als bei Pulsbetrieb.
Aus den durchgeführten Messungen geht hervor, daß die erforderlichen Drehmomentreduzierungen von spannungswechselrichtergespeisten Asynchronmaschinen stark vom eingesetzten Umrichtertyp abhängig sind und die Berechnung der thermischen Grenzkurven diese Abhängigkeit bestätigt. Damit ist es mit diesem Verfahren möglich, auch thermische Grenzkurven für Hochspannungs-Asynchronmaschinen vorauszuberechnen.

3. Zusammenfassung

Die Vorausberechnung thermischer Grenzkurven von Maschinen hoher Leistung ist eine Notwendigkeit, die sich aus technischen und ökonomischen Gründen ergibt. Um zu gesicherten Aussagen zu gelangen, sind umfangreiche Kenntnisse und Erfahrungen auf dem Gebiet der elektromagnetischen Auslegung der Erwärmung und Kühlung und der entsprechenden Meßtechnik notwendig. Eine Überprüfung der berechneten und durch Messungen gewonnenen thermischen Grenzkurven bestätigt diese Aussage.

Literatur

[1] *Hillmann, F.*: Untersuchung des Einflusses der Drehzahlstellung auf die Auslegung materialreduzierter Hochspannungs-Asynchronmaschinen. Diplomarbeit, TH Ilmenau, Sektion ET

[2] *Seefried, E.; Hermeyer, A.*: Berechnung thermischer Grenzpunkte von frequenzgesteuerten Asynchronmotoren. ELEKTRIE, Berlin 35 (1981) 12, S. 631—633

[3] *Budig, P.-K.; Zimmermann, R.; Muster, J.*: Theoretische Vorausbestimmung des Betriebsverhaltens stromrichtergespeister Asynchronmaschinen. ELEKTRIE, Berlin 36 (1982) 10, S. 507—510

EA 5639

technischer Disziplinen überhaupt entsprechen. Darüber hinaus stellt es natürlich auch eine nutzbringende Ergänzung des Bücherschrankes aller Studenten technischer Fachrichtungen an Universitäten, Hochschulen, aber auch an Ingenieurschulen dar.

J. Krause, Berlin EA 2271

Begriffswelt der Feldtheorie

Von *A. J. Schwab*. Berlin: Springer-Verlag 1985. 144 Seiten, 32 Abbildungen, broschiert.

Im Gegensatz zu vielen anderen Lehrbüchern der Maxwellschen Theorie des elektromagnetischen Feldes wird in der vorliegenden Darstellung versucht, dem Studierenden in knapper Form die wesentlichsten Grundbegriffe anschaulich und mit geringstem mathematischen Aufwand verständlich zu machen. So soll vermieden werden, daß der Anfänger „den Wald vor lauter Bäumen" nicht sieht und schnell zum Kern des ganzen Begriffsgebäudes vordringen kann.

Der Verfasser geht aus von den Maxwellschen Gleichungen in Integralform, führt in elementarer Form die üblichen Differentialoperatoren (in kartesischen Koordinaten) ein und geht erst dann zu den Feldgleichungen in Differentialform über. Ausführlich werden die Feldpotentiale diskutiert und an zahlreichen Beispielen verständlich gemacht.

Die Einteilung der Felder erfolgt in der bewährten Form:

Statische Felder, stationäre Felder, quasistationäre Felder und nichtstationäre Felder.

Ergänzt werden die Darlegungen zu den Feldgleichungen im engeren Sinne durch Untersuchungen zur Telegraphengleichung (Leitungsgleichung) und zur Helmholtz- und Schrödingergleichung.

Bemerkungen zur Lorenz-invarianten Darstellung der Maxwellschen Feldgleichungen runden die auf Kürze bedachte Gesamtdarstellung der elektromagnetischen Feldtheorie ab.

So sehr die Absicht des Verfassers, das Wesentliche der Maxwellschen Theorie knapp und leichtverständlich darzustellen, auch begrüßt werden kann, so ist doch an manchen Stellen die mathematische Form etwas zu „großzügig" gehandhabt worden.

So wird auf Seite 4/5 eine „Division" mit Vektoren eingeführt und auf S. 41 eine etwas bedenkliche „Folgerung" vorgenommen, die übrigens gar nicht notwendig war, da der gleiche Sachverhalt auf S. 44 richtig motiviert wurde. Ähnliches gilt für die Einführung des Vektorpotentials auf S. 63.

Trotz dieser formalen Schwächen, die der Anfänger ohnehin kaum bemerkt, kann das Buch allen Studenten elektrotechnischer Fachrichtungen als erste Einführung sehr empfohlen werden.

G. Wunsch, Dresden EA 2233

Wegmeßsysteme an Industrierobotern

Reihe Automatisierungstechnik, Band 220

Von *M. Ketting; Chr. Pietsch*. Berlin: VEB Verlag Technik 1986. 72 Seiten, 41 Bilder, 34 Lit., 1 Anhang. Broschur 4,80 Mark. Bestell-Nr. 553 696 5

Die strategischen volkswirtschaftlichen Zielstellungen erfordern u. a. die rasche Einführung und effiziente Nutzung der CAD/CAM-Schlüsseltechnologie auf der Basis automatisierter flexibler Fertigungssysteme und Fertigungszellen. Wesentliche Elemente darin sind die Industrieroboter, die in vielen Fällen in prozeß- und arbeitsplatzspezifischen Ausführungen von den Rationalisierungsmittel produzierenden Bereichen der betreffenden Betriebe bereitzustellen sind. Das Fachpersonal dieser Bereiche wird dabei mit vielen interdisziplinären Aspekten mechanischer, elektrisch-elektronischer, meß-, steuerungs- und regelungstechnischer Art der Robotertechnik konfrontiert. Ein spezielles Gebiet ist dabei die roboterspezifische Weg- und Winkelmeßtechnik als Grundlage für den Aufbau von Achspositioniersystemen und Lageregelkreisen. Es ist das erklärte Ziel der beiden Autoren, dieses wichtige Gebiet einem Leserkreis zu erschließen, der bisher kaum mit den Problemen der Wegmessung an Industrierobotern konfrontiert worden ist.

Im einzelnen werden dazu, beginnend mit der Darlegung des Prinzips der Wegmessung, die möglichen Wegmeßverfahren, die prinzipiellen sowie die konkreten Ausführungsformen der verfügbaren, an Industrierobotern üblicherweise zum Einsatz kommenden Weg- und Winkelmeßsysteme, wie Potentiometer, Resolver, Linear- und Rundinductosyn sowie die linearen und rotatorischen inkrementalen Meßsysteme beschrieben, einsatzrelevante Gesichtspunkte, erzielbare Positioniergenauigkeiten, die verschiedenen Ankopplungs- und Montagemöglichkeiten diskutiert und schließlich in einer tabellarischen Übersicht die Bezugsmöglichkeiten der im Text angeführten Wegmeßsysteme angegeben. Die Darstellung ist praxisorientiert leicht verständlich geschrieben und entspricht damit gut dem Anliegen der Reihe Automatisierungstechnik, in breitenwirksamer Form über automatisierungsrelevante Gebiete und Sachverhalte zu informieren. Sicher wird der vorliegende Band nicht nur dem im Vorwort angesprochenen Personenkreis sondern auch vielen anderen nützen, die sich in ihrer Arbeit mit der Automatisierung von Bewegungsvorgängen zu befassen haben.

Auch Studenten und Weiterbildungsteilnehmern ist die vorliegende Broschüre zu empfehlen.

E. Habiger, Dresden EA 2291

Elektrische Antriebstechnik

Band 1

Asynchronmaschinen im Netzbetrieb und drehzahlgeregelte Schleifringläufermaschinen

Von *M. Meyer*. Berlin, Heidelberg, New York, Tokio: Springer Verlag 1985. 151 Seiten, 121 Bilder, 14 Tafeln

Der vorliegende erste Band des zweibändigen Werkes „Elektrische Antriebstechnik" basiert nach Angaben des Verfassers im wesentlichen auf seinem Vorlesungsstoff. Das Buch ist sehr anschaulich geschrieben und beschränkt sich in der Stoffauswahl auf die, besonders für die Projektierung und Betriebsführung von Antrieben, wesentlichen Zusammenhänge. Dabei nehmen für die Auswahl der Antriebssysteme neben elektrischen Kenngrößen auch solche, die konstruktiv, betriebstechnisch und schutztechnisch mitbestimmend sind, einen wichtigen Platz ein. Der Verfasser schafft ein gutes Verständnis für die Zusammenhänge, die bei Einsatz der elektrischen Antriebe nach technisch-ökonomischen Gesichtspunkten ausschlaggebend sind. Der Inhalt gliedert sich in vier Kapitel. Im ersten Kapitel wird der Leser in die das Antriebssystem kennzeichnenden Komponenten eingeführt. Dabei werden die charakteristischen Parameter, die Maschinengruppen und Leistungsbereiche dargestellt.

Im zweiten Kapitel über „Elektrische Antriebe ohne kontinuierliche Drehzahlsteuerung" werden der Anlauf, das Betriebsverhalten und Bremsen des Asynchronmotors mit Käfigläufer beschrieben. Aus dem Vergleich von Maschinen der Schutzart IP 23 mit denen von IP 44, aus der Gegenüberstellung der Belastung beim Anlauf von Normalmaschinen mit polumschaltbaren Motoren und aus dem Abschnitt über die Geräusche an elektrischen Maschinen, kann der Leser viele nützliche Hinweise entnehmen. Anerkennenswert ist auch die Aufnahme eines Abschnittes über mechanische und elektrische Beanspruchungen, wie sie bei Schaltvorgängen auftreten. Ausführlich beschreibt der Verfasser die thermischen Vorgänge in elektrischen Maschinen, allerdings noch auf der Grundlage des Einkörpermodells, und gibt eine Reihe von Hinweisen auf schutztechnische Maßnahmen.

Im dritten Kapitel werden die „Verfahren zur Drehzahlbeeinflussung mit geringem Aufwand" behandelt. Dabei wird auf die Spannungssteuerung der Asynchronmotoren, die Widerstandssteuerung der Schleifringläufermotoren und ausführlich auf die untersynchrone Stromrichter-Kaskade eingegangen. Dabei werden auch die Einflüsse durch Stromoberschwingungen, die durch das leistungselektronische Stellglied hervorgerufen werden, erläutert. Weiterhin wird den Schaltungen für doppeltgespeiste Drehstrommaschinen in Verbindung mit den verbesserten Möglichkeiten durch die Stromrichtertechnik eine bemerkenswerte Aufmerksamkeit geschenkt.

Im letzten Kapitel betrachtet der Verfasser „Stromrichter-Kaskaden mit gegenläufigen, untersynchronen und übersynchronen Betrieb". Diese Antriebe ermöglichen größere Stellbereiche, erfordern jedoch den Einsatz eines Umrichters, wobei hier der kostengünstige Stromzwischenkreisumrichter in Betracht kommt. Zu den vorgestellten Schaltungen werden in anschaulicher Weise Leistungsfluß-Diagramme angegeben und Grundstrukturen der Regelung erläutert.

Insgesamt stellt der erste Band eine gelungene Zusammenstellung der wichtigen Grundschaltungen mit Asynchronmotoren dar, die für das Kennenlernen der wesentlichen Zusammenhänge und ihren Einsatz bestimmend sind. Das Buch zeichnet sich durch eine anschauliche und praxisorientierte Darstellungsweise aus.

J. Vogel, Magdeburg EA 2314

Documentation

Kuhnhardt, G.; Frischmann, W.; Hänisch, H.: **New Methods of Switching Capacity Testing of High-Voltage Power Breakers**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, pp. 365—372, 22 Figs., 26 Refs.

The testing methods, developed respectively modified in the IPH, of synthetic testing the switching capacity of high-voltage power breakers and high-voltage equipments are represented, especially the synthetic switching-off testing with a four parameters starting voltage behaviour by means of the two-circuits connection or, in low starting frequencies, by means of the three-circuits connection of the IPH.

Anke, E.; Schneider, J.; Thiede, F.: **Using the Mathematical Modelling in Developing High-Voltage Power Breakers**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, pp. 373—374, 2 Figs., 3 Equations, 5 Refs.

To the mathematical modeling of the switching arc in gas-blast circuit breakers comprehensive working has been done in the IPH of Berlin. Above all, for the use in the high-power testing field ti increasing the efficiency in developing switching devices the black box model is offered by itself.

Moritz, G.: **Microcomputer Aided Acquisition of Measuring Values in the High-Power Testing Field of the Institute „Testing Field of Electric High-Power Techniques"**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, pp. 374—376, 5 Figs., 1 Ref.

The represented acquisition system of measuring Values makes possible the direct evaluation of selected parameters of 15 signal processes after the test impact in a partially automated display oriented operation with a high quality.

Rother, W.; Bergmann, V.; Drebenstedt, H.: **Contributions to the Computer Aided Switch Development**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, pp. 377—380, 6 Figs., 6 Equations, 19 Refs.

Two models of evaluating the behaviour of SF_6-blow bulb switches during a switching-off process are represented. They make possible computing mechanical and thermodynamical processes respectively the electrical behaviour in the zero passage area of the current. Furthermore, a synthetic testing circuit is illustrated, adapted to experimental studies of the flowed around switching arc.

Fink, H.: Böhme, H.: **To the Voltage Formation of Vacuum Switching Chambers**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, pp. 380—384, 9 Figs., 4 Equations, 9 Refs.

The voltage formation is component of the technological methods in the manufacturing process of vacuum switching chambers. To this end the use of an LC-formation confirguration is proposed, by means of which significant advantages are resulting, compared with the formation by using disruptions of a. c. voltages of 50 Hz.

Hoffmann, J.; Denisenko, N. A.; Tschernenko, P. A.: **Random Behaviour, Monte-Carlo-Simulation and Prognosis of the Operating Loads of Electric Energy Systems**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, pp. 386—389, 7 Figs., 3 Tables, 30 Equations, 7 Refs.

The real random behaviour of network and consumer loads in electric energy systems is described by adequate and simplified stochastic models. Thereupon the Monte-Carlo-simulation of realizing ensembles of electric loads under consideration of its self-correlation is represented, and a proposal of operative loading prognosis is submitted.

Krolikowski, Cz.: **Insulating Strength and Arc Extinguishing Ability in Vacuum Switch Plants**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, pp. 390—392, 8 Figs., 3 Refs.

In this paper results are represented, which have resulted in the People's Republic of Poland in developing vacuum switch chambers, adapted to medium and low voltages. The values correspond to the international level.

Stade, D.; Schau, H.: **Special Short-Circuit Relationships in Three-Phase Low-Voltage Plants**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, pp. 392—394, 6 Figs., 2 Tables, 8 Equations, 3 Refs.

One of the significant influencing factors on the short-circuit current in three-phase low-voltage plants is the disturbing arc, but it is difficult to detect. As a result of comprehensive measuring-technical studies characteristic values of its possibilities to exist and of its current limiting effect are represented: to the designing and dimensioning of plants as well as of the arc protection.

Biesenack, H.; Hillmann, F.: **Speed Regulation of High-Voltage Asynchronous Motors**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, pp. 395—397, 4 Figs., 5 Equations, 3 Refs.

This paper deals with possibilities of the speed regulation of high-voltage asynchronous machines and the effects to the operating behaviour of the drives. A possibility of precomputing thermal limiting curves is illustrated.

Документация

Кунхардт, Г.; Фришман, В.; Хэниш, Х.: Новые методы по испытанию емкости разрывной мощности силовых высоковольтных выключателей

ELEKTRIE, Берлин (1986) 10, стр. 365—372, 22 рис., 26 лит.

Представляются разработанные и модифицированные, соответственно, в институте IPH методы испытания для синтетической проверки емкости разрывной мощности силовых высокольтных выключателей и высоковольтных установок, в частности синтетическое испытание на разрывной ток при четырехпараметрической характеристики восстанавливающегося напряжения при помощи двухконтурной схемы IPH и при низких частотах колебательного переходного процесса — при помощи трехконтурной схемы IPH.

Анке, Э.; Шнайдер, Й.; Тиде, Ф.: Применение математического моделирования в разработке силовых высоковольтных выключателей

ELEKTRIE, Берлин (1986) 10, стр. 373—374, 2 рис., 3 уравн., 5 лит.

По математическому моделированию коммутационной дуги в пневматических выключателях проведены обширные работы в институте IPH Берлин. Для применения в испытательной лаборатории больших мощностей с целью повышения эффективности разработки коммутационных аппаратов рекомендуется преджде всего модель черного ящика.

Моритц, Г.: Сбор измерительных данных с помощью микро-ЭВМ в испытательной лаборатории больших мощностей института „Испытательная лаборатория техники больших электрических мощностей"

ELEKTRIE, Берлин (1986) 10, стр. 374—376, 5 рис., 1 лит.

Представленная система сбора измерительных данных позволяет непосредственную обработку с высоким качеством выбранных параметров от 15 сигнальных процессов после испытательного тательного импульса в частично автоматизированном режиме, ориентированном на использование экрана.

Ротер, В.; Бергман, В.; Дребенштедт, Х.: Вклады в проектирование выключателей с помощью ЭВМ

ELEKTRIE, Берлин (1986) 10, стр. 377—380, 6 рис., 6 уравн., 19 лит.

Представляются две модели для определения характеристики элегазовых цилиндрических выключателей во время процесса выключения. Они позволяют расчет механических и термодинамических процессов и электрической характеристики в диапазоне прохождения тока через нуль. Кроме того, рассматривается синтетическая испытательнах схема для экспериментального исследования гашения дуги дутьем.

Финк, Х.; Бёме, Х.: О формировании напряжения вакуумных коммутационных камер

ELEKTRIE, Берлин (1986) 10, стр. 380—384, 9 рис., 4 уравн., 9 лит.

Формирование напряжения является составной частью технологических приемов процесса изготовления вакуумных коммутационных камер. Для этого предлагается применение IC-схемы формирования, при использовании которой обеспечиваются существенные преимущества по сравнению с формированием при помощи пробоев переменного напряжения 50 Гц.

Хофман, Й.; Денисенко, Н. А.; Черненко, П. А.: Случайная характеристика, моделирование методом Монте-Карло и прогнозировании рабочих нагрузок электроэнергетических систем

ELEKTRIE, Берлин (1986) 10, стр. 386—389, 7 рис., 3 табл., 30 уравн., 7 лит.

Реальная случайная характеристика узловых и абонеятских нагрузок в электроэнергетических системах описывается при помощи адекватных и упрощенных стохастических моделей. Основываясь на этом, представляется моделирование методом Монте-Карло для комбинаций реализации электрических нагрузок с учетом их автокорреляция и дается предложенче по оперативному прогрозированию нагрузки.

Кроликовски, Ч.: Электрическая прочность изоляции и способность гашения коммутационной дуги в вакуумных коммутационных установках

ELEKTRIE, Берлин 40 (1986) 10, стр. 310—392, 8 рис., 3 лит.

В статье представляются результаты, которые были положены в основу разработке вакуумных коммутационных камер для среднего и низкого напряжений в ПНР. Значения отвечают международному уровню.

Штаде, Д.; Шау, Х.: Специальные условия короткого замыкания в трехфазных низковольтных установках

ELEKTRIE, Берлин (1986) 10, стр. 392—394, 6 рис., 2 табл., 8 уравн., 3 лит.

Одним из сушественных, однако трудно определяемых факторов, оказывающих влияние на ток короткого замыкания в трехфазных низковольтных установках, является возмущающая дуга. В результате обширных измерительных исследований представляются данные по возможности ее существования и токоограничительного действия: для оформления и расчета установок, а также для защиты от электрической дуги.

Бизенак, Х.; Хильман, Ф.: Регулирование скорости вращения для высокольтных асинхронных двигателей

ELEKTRIE, Берлин (1986) 10, стр. 395—397, 4 рис., 5 уравн., 3 лит.

В статье рассматриваются возможности регулирования скорости вращения высоковольтных асинхронных машин и воздействие на рабочую характеристику привод.
Представляется возможность предварительного расчета термических предельных кривых.

Dokumentation

Kuhnhardt, G.; Frischmann, W.; Hänisch, H.: **Neue Verfahren zur Schaltervermögensprüfung von Hochspannungsleistungsschaltern**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, S. 365—372, 22 Bilder, 26 Lit.

Es werden die im IPH entwickelten bzw. modifizierten Prüfverfahren zur synthetischen Prüfung des Schaltleistungsvermögens von Hochspannungsleistungsschaltern und Hochspannungsanlagen vorgestellt, speziell die synthetische Ausschlatprüfung mit einem Vierparameter-Einschwingspannungsverlauf mit der IPH-Zwei- oder bei niedrigen Einschwingfrequenzen mit der IPH-Dreikreis-Schaltung.

Anke, E.; Schneider, J.; Thiede, F.: **Nutzung der mathematischen Modellierung bei der Entwicklung von Hochspannungsleistungsschaltern**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, S. 373—374, 2 Bilder, 3 Gleichungen, 5 Lit.

Zur mathematischen Modellierung des Schaltlichtbogens in Druckgasschaltern sind im IPH Berlin umfangreiche Arbeiten durchgeführt worden. Für die Anwendung im Hochleistungsprüffeld zur Erhöhung der Effektivität bei der Entwicklung von Schaltgeräten bietet sich vor allem das blackbox-Modell an.

Moritz, G.: **Mikrorechnergestützte Meßwerterfassung im Hochleistungsprüffeld des Instituts „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik"**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, S. 374—376, 5 Bilder, 1 Lit.

Das dargestellte Meßwerterfassungssystem ermöglicht die unmittelbare Auswertung ausgewählter Parameter von 15 Signalvorgängen nach dem Prüfstoß in einem teilautomatisierten bildschirmorientierten Betrieb in hoher Qualität.

Rother, W.; Bergmann, V.; Drebenstedt, H.: **Beiträge zur rechnergestützten Schalterentwicklung**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, S. 377—380, 6 Bilder, 6 Gln., 19 Lit.

Zwei Modelle zur Ermittlung des Verhaltens von SF_6-Blaskolbenschaltern während eines Ausschaltvorganges werden vorgestellt.
Sie ermöglichen die Berechnung mechanischer und thermodynamischer Vorgänge bzw. des elektrischen Verhaltens im Stromnulldurchgangsbereich. Weiterhin wird eine synthetische Prüfschaltung für experimentelle Untersuchungen am beströmten Schaltlichtbogen erläutert.

Fink, H.; Böhme, H.: **Zur Spannungsformierung von Vakuumschaltkammern**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, S. 380—384, 9 Bilder, 4 Gln., 9 Lit.

Die Spannungsformierung ist Bestandteil der technologischen Verfahren im Vakuumschaltkammer-Fertigungsprozeß. Dafür wird die Anwendung einer LC-Formierungsanordnung vorgeschlagen, mit der sich im Vergleich zur Formierung mit 50-Hz-Wechselspannungsdurchschlägen wesentliche Vorteile ergeben.

Hoffmann, J.; Denisenko, N. A.; Tschernenko, P. A.: **Zufallsverhalten, Monte-Carlo-Simulation und Prognose der Betriebsbelastungen von Elektroenergiesystemen**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, S. 386—389, 7 Bilder, 3 Tafeln, 30 Gln., 7 Lit.

Das reale Zufallsverhalten von Zweig- und Abnehmerbelastungen in Elektroenergiesystemen wird durch adäquate und vereinfachte stochastische Modelle beschrieben. Darauf aufbauend ist die Monte-Carlo-Simulation von Realisierungsensembles elektrischer Belastungen unter Beachtung ihrer Autokorrelation vorgestellt und ein Vorschlag zur operativen Lastprognose unterbreitet.

Królikowski, Cz.: **Isolationsfestigkeit und Schaltlichtbogen Löschfähigkeit in Vakuumschaltanlagen**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, S. 390—392, 8 Bilder, 3 Lit.

Im Beitrag werden Ergebnisse vorgestellt, die zur Entwicklung von Vakuumschaltkammern für Mittel- und Niederspannung in der VR Polen geführt haben.
Die Werte entsprechen dem internationalen Stand.

Stade, D.; Schau, H.: **Spezielle Kurzschlußverhältnisse in Drehstrom-Niederspannungsanlagen**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, S. 392—394, 6 Bilder, 2 Tafeln, 8 Gln., 3 Lit.

Einer der wesentlichen, jedoch schwer erfaßbaren Einflußfaktoren auf den Kurzschlußstrom in Drehstrom-Niederspannungsanlagen ist der Störlichtbogen.
Im Ergebnis umfangreicher meßtechnischer Untersuchungen werden Kennwerte für dessen Existenzmöglichkeiten und Strombegrenzungswirkung vorgestellt: Für die Gestaltung und Bemessung von Anlagen sowie für den Lichtbogenschutz.

Biesenack, H.; Hillmann, F.: **Drehzahlstellung von Hochspannungs-Asynchronmotoren**

ELEKTRIE, Berlin 40 (1986) 10, S. 395—397, 4 Bilder, 5 Gln., 3 Lit.

Der Beitrag beschäftigt sich mit Möglichkeiten der Drehzahlstellung von Hochspannungs-Asynchronmaschinen und Auswirkungen auf das Betriebsverhalten der Antriebe. Es wird eine Möglichkeit zur Vorausberechnung thermischer Grenzkurven dargestellt.

ELEKTRIE

Herausgeber	Kammer der Technik, Fachverband Elektrotechnik
Verlag	VEB Verlag Technik DDR-1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14 Telegrammadresse: Technikverlag Berlin Telefon: 28700; Telex: 011228 techn. dd
Verlagsdirektor	Dipl.-Ing. *Klaus Hieronimus*
Redaktion	Dr.-Ing. *Klaus Heide*, Verantwortlicher Redakteur (Telefon: 2870345)
Lizenz-Nr.	1100 des Presseamtes beim Vorsitzenden des Ministerrates der Deutschen Demokratischen Republik
Gesamtherstellung	III/18/328 Messedruck Leipzig, Bereich Borsdorf 7122 Borsdorf
Gestalter	*Eckhardt Natorp* (Telefon: 2870287)
Anzeigenannahme	Für Bevölkerungsanzeigen alle Anzeigenannahmestellen in der DDR, für Wirtschaftsanzeigen der VEB Verlag Technik, 1020 Berlin, Oranienburger Str. 13/14, PSF 201 Anzeigenpreisliste Nr. 7 Auslandsanzeigen: Interwerbung GmbH, DDR-1157 Berlin, Hermann-Duncker-Str. 89
Erfüllungsort und Gerichtsstand	Berlin-Mitte. Der Verlag behält sich alle Rechte an den von ihm veröffentlichten Aufsätzen und Abbildungen, auch das der Übersetzung in fremde Sprachen, vor. Auszüge, Referate und Besprechungen sind nur mit voller Quellenangabe zulässig.
AN (EDV)	6730
Erscheinungsweise	monatlich 1 Heft
Heftpreis	2,50 M, Abonnementpreis vierteljährlich 7,50 M. Auslandspreise sind den Zeitschriftenkatalogen des Außenhandelsbetriebes BUCHEXPORT zu entnehmen.
Bezugsmöglichkeiten	
DDR	sämtliche Postämter
SVR Albanien	Direktorije Quendrore e Perhapjes dhe Propaganditit te Librit Rruga Konference e Pezes, Tirana
VR Bulgarien	Direkzia R. E. P., 11a, Rue Paris, Sofia
VR China	China National Publications Import and Export Corporation, West Europe Department, P. O. Box 88 Beijing
ČSSR	PNS – Ustřédni Expedicia a Dovoz Tisku Praha, Slezská 11, 12000 Praha 2 PNS, Ústredna Expedicia a Dovoz Tlače, Pošta 022, 88547 Bratislava
SFR Jugoslawien	Jugoslovenska Knjiga, Terazije 27, Beograd; Izdavačko Knjižarsko Produzeće MLADOST, Ilica 30, Zagreb
Koreanische DVR	CHULPANMUL Korea Publications Export & Import Corporation Pyongyang
Republik Kuba	Empresa de Comercio, Exterior de Publicationes, O'Reilly No. 407, Ciudad Habana
VR Polen	C. K. P. i. W. Ruch, Towarowa 28, 00-958 Warszawa
SR Rumänien	D. E. P. Bucaresti Piata Scinteii, Bucaresti
UdSSR	Städtische Abteilungen von Sojuzpečat' oder Postämter und Postkontore
Ungarische VR	P. K. H. I., Külföldi Elöfizetési Osztály, P. O. Box 16, 1426 Budapest
SR Vietnam	XUNHASABA 32, Hai Ba Trung, Hà Nôi
BRD und Berlin (West)	ESKABE Kommissions-Grossobuchhandlung, Postfach 36, 8222 Ruhpolding/Obb.; Helios Literatur-Vertriebs-GmbH, Eichborndamm 141–167, Berlin (West) 52; Kunst und Wissen Erich Bieber OHG, Postfach 46, 7000 Stuttgart 1; Gebrüder Petermann, BUCH + ZEITUNG INTERNATIONAL, Kurfürstenstraße 111, Berlin (West) 30
Österreich	Helios Literatur-Vertriebs-GmbH & Co. KG, Industriestraße B 13, 2345 Brunn am Gebirge
Schweiz	Verlagsauslieferung Wissenschaft der Freihofer AG, Weinbergstr. 109, 8033 Zürich
Alle anderen Länder	örtlicher Fachbuchhandel; BUCHEXPORT Volkseigener Außenhandelsbetrieb der Deutschen Demokratischen Republik, DDR-7010 Leipzig, Postfach 160; und Leipzig Book Service, DDR-7010 Leipzig, Talstraße 29

Das Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" (IPH) in Berlin führt als zentrales Hochleistungsprüffeld der DDR **Hochleistungsprüfungen an Hoch- und Niederspannungsschaltgeräten sowie -anlagen** durch.

Entsprechend den geforderten Prüfparametern und in Abhängigkeit von der Prüfungsart erfolgen die Prüfungen entweder im direkten Prüfverfahren bis zu dreiphasigen Kurzschlußleistungen von 2 200 MVA bzw. im indirekten Prüfverfahren mittels synthetischer Schaltung nach dem Prinzip der Stromüberlagerung bis zu den Grenzparametern 245 kV/ 63 kA. Geprüft wird nach für Hochleistungsprüfungen geltenden Prüfvorschriften wie IEC, CEE, GOST, VDE, TGL u. a.

Es besteht ferner die Möglichkeit, Prüfungen bei Kälte mit oder ohne Last bis −70 C durchzuführen.

Prüfungen unter besonderen mechanischen Bedingungen, auch auf Erdbebenfestigkeit, werden im IPH kooperiert.

Eine leistungsfähige Meß- und Auswertetechnik erfaßt alle erforderlichen elektrischen und nichtelektrischen Meßgrößen.

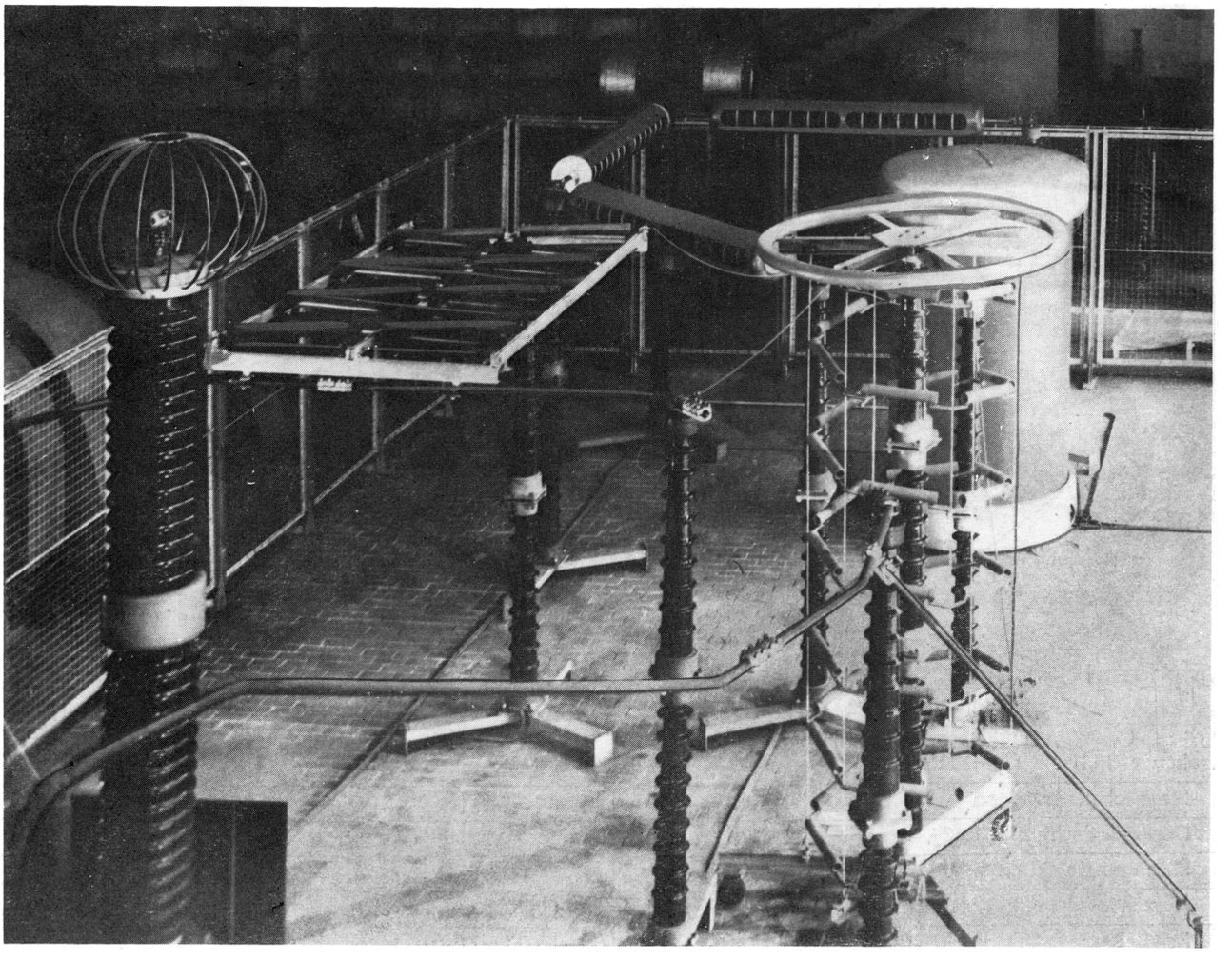
Auch die thermografische Aufnahme des Prüflings bzw. seiner Details ist möglich.

Die Tafel zeigt in einer Gesamtübersicht, welche Prüfungen an welchen Geräten im IPH durchgeführt werden können.

Prüfungsart \ Geräteart	Hochspannungsleistungs-Schalter	Niederspannungsleistungs-Schalter	Lasttrennschalter	Trenner	Niederspannungs-Last- und Überlastschalter	Erd- und Kurzschließvorrichtungen	Hochspannungs-Hochleistungs-Sicherungen	NH-Schmelzeinsätze	D-Schmelzeinsätze	Leitungsschutzschalter	Armaturen	Transformatoren	Stufenschaltwerke	Wandler	Reaktanzen	Hoch- und Niederspannungs-Schaltanlagen	Leiter- und Sammelschienen-anordnungen	Auslöser und Relais	Rotierende Hoch- und Niederspannungs-Maschinen	Überspannungsableiter
Hochspannungs-WS-Schaltvermögen direkt und indirekt (synthetisch)																				
● Nennschaltvermögen	●		●				●						●							
● Doppelerdschluß	●																			
● Phasenungleichheit	●																			
● Abstandskurzschluß	●																			
● kritischer Strombereich	●																			
● Zyklusprüfungen (AWE)	●		●																	
● Lastströme			●				●						●							
● Schalten von kapazitiven Strömen	●		●																	
● Schalten von kl. induktiven Strömen	●		●																	
Aufnahme der Leerlaufkennlinie	●																			
Gleichstrom-Schaltvermögen		●			●		●	●	●	●										
Niederspannungs-Ws-Schaltvermögen		●			●			●	●	●										
Thermische und dynamische Kurzschluß-stromtragfähigkeit	●	●	●	●	●	●					●	●	●	●	●	●	●			
Nennstromtragfähigkeit (Erwärmung)	●	●	●	●	●					●	●		●	●	●	●	●	●		
Lebensdauerprüfungen																				
● Mechanische Lebensdauer	●	●	●	●	●								●					●		
● Schaltstücklebensdauer	●	●	●		●								●							
● Schmelzeinsatzlebensdauer (Zyklus)									●											
Strom-Zeit-Kennlinie							●	●	●											
Auslösezeiten und Ansprechströme										●								●		
Isoliervermögen/Spannungsprüfung	●	●	●	●	●	●	●			●	●	●	●	●	●	●	●	●		
Arbeits- u. Druckentlastungsprüfung																				●
Prüfungen bei niedrigen Temperaturen	●	●	●	●	●									●				●	●	
Prüfung auf Erdbebenfestigkeit	●		●	●								●		●		●	●			●

ISSN 0013–5399
ELEKTRIE · Berlin 40 (1986) 10 · S. 361–400

6730 10 577 087 669
KOMB KERAM WERKE
8612 7001 9196 PS 1



Das Bild zeigt den Aufbau der für synthetische Ausschaltvermögensprüfungen von Hochspannungsleistungsschaltern erforderlichen Einrichtung zum Aufladen der Hauptkondensatorenbatterie des Hochspannungskreises im Institut „Prüffeld für elektrische Hochleistungstechnik" Berlin.

Lesen Sie dazu den Beitrag von *G. Kuhnhardt, W. Frischmann* und *H. Hänisch* **Neue Verfahren zur Schaltvermögensprüfung von Hochspannungsleistungs-Schaltern** und die Beiträge von weiteren Mitarbeitern aus dem IPH auf den Seiten 365 bis 376.